HORIA CÂRSTEA
MIHAI GEORGESCU

CIRCUITE ELECTRONICE ÎN TEHNOLOGIA HIBRIDĂ

Aplicații

FACLA

HORIA CÂRSTEA

MIHAI GEORGESCU

CIRCUITE ELECTRONICE ÎN TEHNOLOGIA HIBRIDĂ

APLICAŢII

EDITURA FACLA
Timişoara, 1987

PREFAȚĂ

Circuitele integrate hibride, îmbină componente peliculare, realizate pe substraturi dielectrice, cu elemente active neîncapsulate, în scopul formării unor module funcționale miniatură cu performanțe superioare.

Cu mai bine de un deceniu în urmă, din cauza cererii reduse și concurenței relativ slabe, prețul circuitelor integrate hibride era considerabil mai ridicat decît cel la care se pot achiziționa ele astăzi, cînd un mare număr de firme producătoare s-au lansat în producerea unei varietăți bogate de circuite integrate hibride, de uz general sau pentru aplicații speciale.

Tehnica de integrare hibridă se pretează la clasa circuitelor electronice, care funcționează în domeniul frecvențelor ridicate, disipă puteri mari sau necesită componente pasive cu toleranțe strînse și coeficienți mici de variație cu temperatură.

Folosirea circuitelor integrate hibride este recomandată în construcția echipamentelor electronice complexe, de mare fiabilitate, cu dimensiuni reduse și stabilitate ridicată față de condițiile de mediu, a căror producție nu depășește cîteva zeci de mii de bucăți pe an. În acest fel se obține o reducere substanțială a costurilor de producție, prin economisirea muncii calificate și reducerea consumurilor de materiale.

Lucrarea de față constituie rodul colaborării a doi specialiști în domeniu — inginerii Horia Cârstea și Mihai Georgescu —, care și-au propus prezentarea unei multitudini de probleme legate de proiectarea, tehnologia și utilizarea circuitelor integrate hibride.

Structurat pe șase capitole, volumul prezintă tehnologiile specifice hibridelor și analizează electric o serie de circuite care se adaptează la integrarea hibridă. În analiza și proiectarea unei părți importante din materialul prezentat se aduc contribuții originale. Fiecare capitol conține, în anexă, caracteristicile și performanțele unor circuite integrate hibride de mare utilitate, precum și o listă de referințe bibliografice, adusă la zi.

Inițiativa Editurii Facla de a publica această carte este cu atît mai meritorie, cu cît lucrarea umple un gol în literatura română de specialitate, mai ales în perspectiva preocupărilor actuale pentru dezvoltarea producției de circuite integrate hibride cu pelicule subțiri, la CCSIT — Componente Electronice București și de circuite integrate hibride cu pelicule groase, la IPEE — „Electroargeș", Curtea de Argeș.

Nivelul științific al lucrării, asigurat și prin dezvoltări matematice conduse cu dezinvoltură și pricepere, o recomandă unui cerc larg de specialiști în domeniul proiectării și utilizării circuitelor electronice în tehnologie hibridă.

Prof. univ. Dr. Ing. VASILE M. CĂTUNEANU

INTRODUCERE

Tendința actuală de miniaturizare și compactizare a circuitelor electronice, a subsistemelor sau a unor sisteme complexe a depășit uneori posibilitățile tehnicilor de integrare monolitică, conducînd la o utilizare din ce în ce mai largă a tehnicilor de hibridizare.

Circuitele integrate hibride oferă numeroase avantaje, legate de mărime, interschimbabilitate și preț, față de modulele realizate cu componente discrete, sau de precizie și viteză, față de circuitele integrate monolitice. Tehnologia circuitelor integrate hibride utilizează materiale ieftine, valorifică tehnicile moderne de mare randament și se adaptează rapid la complexitatea impusă de proiectarea și integrarea celor mai sofisticate scheme electronice, solicitate de beneficiari tot mai diverși. În acest context se înscriu studiile și cercetările efectuate în țara noastră la Institutul Politehnic București și la Institutul Politehnic „Traian Vuia" Timișoara, ca și realizările de prestigiu obținute la CCSIT—Componente Electronice București și IPEE—„Electroargeș", Curtea de Argeș.

Prezenta lucrare de tehnologie, analiză, proiectare și realizare, includ și aplicații ale unor circuite integrate hibride, apare în momentul în care se înregistrează o deplasare în conceperea și realizarea efectivă a echipamentelor electronice, din domeniul „ingineriei de aplicații" în domeniul „ingineriei componentelor electronice". Pe parcursul a șase capitole sînt înfățișate: tehnologiile specifice circuitelor integrate hibride, elementele de circuit realizabile în această tehnologie, rețelele rezistive peliculare de precizie în scară, comutatoarele electronice cu TEC, convertoarele de date hibride și elementele de proiectare și realizare a traductoarelor peliculare. Majoritatea capitolelor adaugă expunerii exemple de aplicații reprezentative, de mare utilitate.

Conținînd un volum important de date și caracteristici de materiale și componente electronice, precum și informații utile din domeniul circui-

telor electronice, lucrarea este deopotrivă un obiect de studiu pentru studenţi, cît şi un text de referinţă pentru inginerul practician.

Substanţa cărţii şi modalităţile de expunere au avut mult de cîştigat din discuţiile purtate cu profesor doctor inginer Vasile M. Cătuneanu, de la Institutul Politehnic din Bucureşti, căruia îi exprimăm pe această cale întreaga noastră gratitudine. Sîntem, totodată deosebit de îndatoraţi, pentru sprijinul acordat, conducerii şi colectivului Catedrei de Electronică Aplicată de la Institutul Politehnic „Traian Vuia" Timişoara şi conducerii CCSIT—Componente Electronice Bucureşti. Tuturor colegilor specialişti, care au citit manuscrisul şi ne-au comunicat observaţiile şi aprecierile lor le rămînem recunoscători.

Aducem, de asemenea, caldele noastre mulţumiri acelor care, cu solicitudine şi pricepere, au veghiat la definitivarea şi apariţia lucrării.

Autorii

Capitolul 1

TEHNOLOGIILE CIRCUITELOR INTEGRATE HIBRIDE

1.1. INTRODUCERE

Circuitele integrate hibride se obțin printr-un asamblu de procese tehnologice, ce pot fi grupate în trei mari categorii:

— tehnologiile de realizare a elementelor depuse;
— tehnologiile de montare a elementelor atașabile;
— tehnologiile de încapsulare.

Realizarea unei soluții tehnologice de bună calitate vizează alegerea proceselor care se adaptează cel mai bine condițiilor impuse de tehnologie, dimensiuni și mediul înconjurător, de atenția dată în timpul hibridizării, de selecția componentelor, de densitatea configurației proiectate și de tipul capsulei utilizate.

Obținerea unui produs de calitate superioară este certificată prin controlul proceselor tehnologice, verificarea ermeticității încapsulării, testarea produsului la încercări mecano-climatice și măsurarea parametrilor electrici ai produsului și a derivelor cu temperatura și în timp.

Analizarea principalelor procese tehnologice și ale principalelor materiale utilizate pentru executarea circuitelor integrate hibride creează o imagine generală asupra tehnologiilor folosite în microelectronica hibridelor și a gradului de complexitate a acestora.

1.2. TEHNOLOGIILE DE REALIZARE A ELEMENTELOR DEPUSE

Împărțirea peliculelor depuse în „straturi subțiri" și „straturi groase" nu se face după o limită strictă a grosimii stratului. Straturile subțiri au grosimea cuprinsă între 100 Å și 1 μm, în timp ce straturile groase mă-

soară de la 10 μm în sus, gama între 1 μm și 10 μm fiind considerată fie subțire, fie groasă. În practică, diferențierea se face în funcție de metoda de fabricație.

Tehnologia de realizare a elementelor depuse ale unui circuit integrat hibrid este caracterizată prin natura substratului folosit și a straturilor depuse.

Straturile depuse se folosesc pentru executarea componentelor pasive, a interconexiunilor și terminalelor, precum și pentru protejarea sau izolarea unor porțiuni de circuit. Pentru obținerea acestor elemente, se depun materiale rezistive, conductoare și dielectrice. Nu se vor trata problemele legate de realizarea componentelor active prin tehnologia depunerilor, deoarece, pînă în prezent, deși s-au înfăptuit o serie de rezultate pozitive, procedeul nu s-a impus în producția de serie.

Caracteristicile analizate în tabelul 1.1 prezintă principalele performanțe ce se pot obține atît în tehnologia straturilor subțiri, cît și în tehnologia straturilor groase, folosind materialele uzuale acestor tehnologii.

Tabelul 1.1

Comparația limitelor tehnologiilor

Caracteristica	Straturi subțiri	Straturi groase
Substrat	Sticlă sau ceramică glazurată	Ceramică
Valorile rezistențelor	3Ω ÷ 11 MΩ	5Ω ÷ 50 MΩ
Toleranța de ajustare	±0,02%	±0,5% tipic
Coeficientul derivei termice a rezistențelor (−55+125°C)	+10÷−30 ppm/°C)	±100 ppm/°C
Împerecherea coeficientului derivei termice a rezistențelor	2 ppm/°C	—
Lățimea liniilor/interspațiilor	25 μ	125 μm
Aderența substratului	Bună	Excelentă
Constanta dielectrică	2÷5	9,0÷9,7
Conductibilitatea termică	1 (sticlă)	9 ÷ 20 (alumină)
Rezistivitatea	NiCr 25 ÷ 400 Ω/□ Ta 10 ÷ 350 Ω/□	1 ÷ 10 MΩ/□
Precizia	5% după corodare	20% după ardere
Capabilitatea de a disipa putere	Slabă	Excelentă
Folosirea traseelor suprapuse	Nu	Da
Adaptabilitatea la automatizare	Slabă	Bună

1.2.1. TEHNOLOGIA STRATURILOR SUBȚIRI

a. MATERIALE

În procesul de realizare a elementelor depuse prin tehnologia straturilor subțiri se poate folosi o gamă largă de materiale, atît directe, cît și indirecte. În lucrarea de față se va face numai o prezentare a principalelor materiale întrebuințate în procesul de fabricație, insistîndu-se asupra acelora care se folosesc în mod curent.

Substraturi

Natura şi gradul de finisare a suprafeţei substraturilor utilizate pentru depunerea straturilor subţiri sînt elemente deosebit de importante, de aceşti factori depinzînd cele mai multe proprietăţi electrice ale componentelor realizate.

Pentru a putea fi folosit ca substrat, materialul trebuie să îndeplinească următoarele condiţii:

— conductibilitate electrică mică;
— inert din punct de vedere chimic;
— planeitate bună;
— rugozitate mică;
— rigiditate dielectrică ridicată;
— conductibilitate termică bună;
— compatibilitate cu procesele în vid;
— coeficient de dilatare termică apropiat de al materialelor de depus;
— factor de pierderi cît mai mic;
— obtenabilitate mare;
— preţ scăzut.

Menţionăm că nu există încă un material care să îndeplinească perfect toate condiţiile cerute. În prezent se utilizează pe scară largă sticla şi ceramica, materiale care asigură rezultatele cele mai bune. În cadrul proceselor experimentale se mai folosesc safirul, cuarţul, mica, diverse mase plastice speciale, precum şi siliciul acoperit cu un strat de SiO_2.

Valoarea mică a conductibilităţii electrice a substratului este un parametru foarte important, deoarece contribuie la reducerea pierderilor în circuitele realizate. Conductibilitatea în sticlă şi ceramică este determinată în primul rînd de conţinutul în alcali, conţinut care influenţează şi rezistenţa la coroziune. Existenţa în compoziţia substratului a unui conţinut mai mare de 4% de ioni de sodiu creează o mobilitate apreciabilă a acestora la suprafaţa substratului. Apa absorbită la suprafaţă formează cu ionii de sodiu un electrolit şi ca urmare ionii îşi sporesc mobilitatea sub influenţa unui cîmp electric şi conductibilitatea la suprafaţa substratului se măreşte. În aceste condiţii poate să apară şi corodarea electrolitică a straturilor depuse pe substrat.

Starea de finisare a suprafeţei substratului este, de asemenea, un parametru important, deoarece determină atît uniformitatea şi reproductibilitatea valorilor componentelor depuse, cît şi posibilitatea unei bune realizări a proceselor de depunere şi fotogravură. Rugozitatea ridicată conduce la imposibilitatea folosirii majorităţii tipurilor de ceramică drept substrat în tehnologia straturilor subţiri.

Structura poroasă a ceramicii nu permite o depunere uniformă şi continuă a straturilor subţiri şi nici o îndepărtare corespunzătoare a materialelor ce trebuie eliminate prin procesul de fotogravură. Din această cauză se pot produce creşterii mari ale valorilor rezistenţelor şi diminuări importante ale valorilor tensiunilor de străpungere la straturile dielectrice.

Surmontarea problemei se realizează prin glazurarea ceramicii. În cazurile în care se doreşte disiparea unei puteri mai mari, se foloseşte

ceramica glazurată, care are conductibilitate termică mai bună ca sticla, dar este mai scumpă.

Materialul care răspunde, în prezent, tuturor cerințelor unui bun substrat pentru realizarea elementelor depuse în tehnologia straturilor subțiri este sticla. Limitările impuse în folosirea sticlei ca substrat sînt datorate fragilității, prelucrării mecanice mai dificile, termoconductibilității reduse și stabilității chimice necorespunzătoare. Substratul de sticlă, folosit de cea mai mare parte a producătorilor de circuite integrate hibride, are un conținut în alcali mai mic de 0,2%, o neplaneitate a suprafeței mai mică de 60 Å, coeficientul de dilatare termică liniară între $0° \div 300°C$ este $46 \times 10^{-7}/°C$, iar conductibilitatea termică la temperatura camerei este între $0{,}002 \div 0{,}004$ cal $\cdot$ c^{-1} $\cdot$ cm^{-1} $\cdot$ °C^{-1}. Rezistivitatea în volum are valoarea $10^{13,8}$ Ω la 250°C și $10^{9,2}$ Ω la 500°C. Pentru frecvențe între 100 Hz și 1 MHz și temperaturi între 25°C și 500°C, constanta dielectrică variază de la 5,84 la 6,18, iar tangenta unghiului de pierderi ia valori în domeniul $0{,}0007 \div 0{,}32$. Cele mai subțiri substraturi de sticlă utilizate în tehnologia straturilor subțiri au grosimea de 500 μm. Forma cea mai des folosită are dimensiunile 5 cm × 5 cm, după operația de ajustare individuală a circuitelor urmînd tăierea substratului la dimensiunile necesare fiecărui circuit.

Straturi rezistive

Pentru obținerea rezistențelor peliculare se folosesc diverse metale, aliaje, oxizi și nitruri, dintre care menționăm: NiCr, Cr, Ta, Ta_2N, Re, Cr—Si, Ti, Cr—Ti, Cr—SiO, Cr—SiO_2.

Cei mai importanți parametri care se urmăresc la realizarea unei strucuri rezistive peliculare sînt: rezistența specifică ($R_\square$), coeficientul termic al rezistenței (CTR), coeficientul de instabilitate $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)$ și puterea disipată (P_d). Datorită avantajelor pe care le prezintă, dintre materialele enumerate anterior, cele mai utilizate la fabricarea rezistențelor peliculare sînt: NiCr, Ta_2N și Cr—SiO. Principalele caracteristici ale unor materiale ce se pot depune prin evaporare termică sînt sintetizate în tabelul 1.2.

Tabelul 1.2

Caracteristici ale materialelor de depunere straturi rezistive

Material	Compoziția	Densitatea (g/cm³)	Temperatura sursei de evaporare (°C)	Grosimea stratului (Å)	Rezistivitatea (Ω/□)	Coeficientul derivei termice (ppm/°C)
NiCr	50 : 50	7,6	1600	100	180	±20
NiCr	60 : 40	8,1	1600	100	170	+50
NiCr	80 : 20	8,5	1600	100	100	+250
Cr—SiO	50 : 50	4,8	1600	1000	280	<200
Cr—SiO	60 : 40	5,4	1600	1000	170	<200
Cr—SiO	70 : 30	5,8	1600	1000	120	<200

Trebuie precizat că realizarea parametrilor doriți ai unei structuri rezistive peliculare depinde nu numai de natura materialului folosit la depunere, ci și de o mulțime de alți factori, dintre care menționăm : procedeul tehnologic folosit pentru depunere, temperatura suportului și temperatura de evaporare (în cazul evaporării termice în vid), tratamentele termice ulterioare, dimensiunile și configurația structurilor depuse etc.

Cînd se dorește obținerea rezistențelor de valori mari, care să asigure puteri disipate ridicate și condițiile tehnice impun folosirea tehnologiei straturilor subțiri, se utilizează ca materiale rezistive cermeturile (amestecuri între metale și dielectrici), care, avînd rezistențele specifice foarte mari, asigură obținerea parametrilor propuși fără a crește aria structurii depuse.

Straturi conductoare

Straturile conductoare sînt folosite ca suprafețe de contact, armături de condensatoare, trasee de interconexiune și inductanțe. Pentru realizarea lor sînt necesare materiale cu conductibilitate electrică mare, aderență bună la substrat și care permit realizarea unor contacte optime cu componentele active și cu terminalele capsulei circuitului. Cele mai utilizate materiale pentru realizarea straturilor conductoare sînt : Au, Cu, Al și Ag. Toate aceste materiale prezintă o serie de dificultăți în utilizare, pentru fiecare problemă trebuind luate măsuri speciale de rezolvare. Deoarece nici unul dintre ele nu are o bună aderență la sticlă sau la ceramică, între substrat și stratul conductor trebuie depus un strat de crom, care asigură aderența necesară. Depunerea straturilor subțiri de aur și argint, avînd rezistențe specifice mici, este o problemă dificil de rezolvat. O metalizare ieftină o oferă folosirea cuprului, dar pentru a împiedica oxidarea contactelor se acoperă cu un strat de SnPb sau SnPbAg. Principalele caracteristici ale materialelor folosite pentru realizarea straturilor conductoare sînt prezentate în tabelul 1.3.

Referitor la inductanțe, trebuie menționat că utilizînd numai straturi conductoare nu se pot obține valori mult mai mari de 100 μH. Pentru a se ajunge la valori de cîțiva mH, peste bobina peliculară se depune un

Tabelul 1.3

Caracteristici ale materialelor de depunere straturi conductoare

Material	Densitatea (g/cm³)	Temperatura de topire (°C)	Temperatura de evaporare (la $p = 10^{-3}$torr) (°C)	Viteza de evaporare $\times 10^{-4}$ g/cm²·s
Aur	19,3	1063	1465	1,95
Argint	10,5	961	1047	1,67
Aluminiu	2,7	660	966	0,85
Cupru	8,9	1083	1273	1,18
Plumb	11,3	328	718	2,67

strat subțire izolator (ex. SiO_2) și apoi unul feromagnetic. Dar inductanțele depuse nu constituie un element uzual al circuitelor integrate hibride, ele fiind folosite numai în unele tipuri de circuite speciale.

Straturi dielectrice

În tehnologia straturilor subțiri se folosesc materiale dielectrice pentru realizarea condensatoarelor și a straturilor de protecție. Nu se practică utilizarea materialelor dielectrice pentru realizarea trecerilor unui traseu conductor peste alt traseu conductor, deoarece în locul de trecere cerințele tehnice sînt contradictorii (rezistență mică și capacitate mică). Încercarea de a rezolva aceste cerințe conduce la grosimi neconvenabil de mari și la o fiabilitate scăzută. Pentru realizarea învelișurilor de protecție a rezistoarelor depuse sau a componentelor active împotriva agenților atmosferici, se folosesc materiale care se pot depune sub formă de pelicule subțiri, aderă la materialul protejat, nu prezintă porozități, nu difuzează în materialele cu care este în contact, sînt stabile la diferiți agenți, nu se fisurează în timpul încercărilor mecano-climatice la care sînt supuse componentele electronice. Dintre cele care răspund, în mod acceptabil, acestor cerințe, menționăm: SiO_2, Si_3N_4, SiO, BN, $SiO_2 \cdot P_2O_5$, Al_2O_3. Cele mai întrebuințate sînt primele două. La executarea condensatoarelor peliculare se folosesc materiale care, pe lîngă cerințele impuse de straturile de pasivare, trebuie să posede și alte calități, ca de exemplu: rezistivitatea (ρ_v), capacitatea specifică (C_s), permitivitatea dielectrică relativă (ε_r) și tensiunea de străpungere (E_{str}) să aibă valori mari, iar tangenta unghiului de pierderi (tg δ) și coeficientul termic al capacității (CTC) să aibă valori mici. Dintre materialele dielectrice care se pot folosi cu bune rezultate la realizarea condensatoarelor peliculare menționăm: SiO, SiO_2, ZnS, Ta_2O_5, CaF_2, MgF_2, Sn_2S_3, TiO_2, HfO_2, ZrO_2, $PbTiO_3$, Al_2O_3, Sb_2O_3, $TeO_2 \cdot SbO_2$, Y_2O_3, $Bi_4Ti_3O_{12}$ etc. Principalii parametri ai celor mai uzuale materiale folosite la realizarea condensatoarelor peliculare se prezintă în tabelul 1.4.

Materialele întrebuințate ca straturi dielectrice fiind elemente compuse, în timpul procesului de depunere există pericolul disocierii lor datorită

Tabelul 1.4

Caracteristici ale materialelor de depunere straturi dielectrice

Material	Rezistivitatea ($\Omega \cdot cm$)	Capacitatea specifică (pF/cm^2)	Constanta dielectrică	Tangenta unghiului de pierderi (%)	Tensiunea de străpungere (MV/cm)	Coeficientul derivei termice (ppm/°C)
SiO	$10^{12}-10^{13}$	10^4	5—6	0,2—2	1—2	100
SiO_2	$10^{9}-10^{13}$	$3 \cdot 10^4$	4	0,2	5—10	100
ZnS_2	$10^{10}-10^{12}$	$4 \cdot 10^4$	9	0,5	0,8	400
MgF_2	$10^{9}-10^{11}$	$4 \cdot 10^4$	10	1,0	2—3	
Sb_2S_3	$10^{12}-10^{13}$	$2 \cdot 10^4$	20	0,5	<2	500
TiO_2		$(3-5) \cdot 10^4$	100	0,1	1	

temperaturii şi pericolul reacţiilor chimice cu materialul sursei de vaporizare.

Reproductibilitatea compoziţiei şi structurii straturilor depuse se asigură printr-o bună alegere a temperaturii sursei de vaporizare şi a presiunii gazelor din incinta instalaţiei de depunere. Unghiul de incidenţă al moleculelor condensate pe substrat trebuie să fie cît mai apropiat de 90°, pentru a se crea tensiuni interne minime în stratul depus.

În cadrul proceselor experimentale, pentru realizarea straturilor dielectrice se mai folosesc diverşi polimeri, dar aceste pelicule nu sînt încă total compatibile cu celelalte procese din cadrul tehnologiilor de fabricaţie din microelectronică.

b. PROCESE TEHNOLOGICE

Realizarea elementelor depuse prin tehnologia straturilor subţiri cuprinde mai multe etape tehnologice. În fig. 1.1 se prezintă schema fluxului tehnologic cel mai uzual, bazat pe metoda corodării selective.

Simbolurile folosite în prezenta lucrare, pentru a indica diferitele etape ale fabricaţiei şi controlului calităţii, au următoarele semnificaţii:

Curăţirea este o etapă de pregătire necesară pentru ca straturile depuse să aibă o cît mai bună aderenţă la substrat şi constă în îndepărtarea de pe substrat a tuturor impurităţilor organice şi anorganice. Trebuie remarcat faptul că procesul de curăţire este specific fiecărui tip de substrat. Totuşi, orice proces de curăţire trebuie să respecte cerinţa generală de a nu afecta calitatea finisării suprafeţei substratului. Din această cauză, în timpul procesului tehnologic nu se folosesc chimicale puternic corozive şi materiale abrazive.

În general, curăţirea substraturilor se face prin spălare în detergent neionic, clătire în apă deionizată, spălare în băi ultrasonice cu apă deionizată, imersie în alcool pur, uscare în vapori de alcool sau în curent de aer cald. O curăţire suplimentară se mai face în vid, prin bombardament ionic.

Depunerea straturilor este o etapă tehnologică ce poate fi obţinută prin mai multe metode. Alegerea procedeului optim se face în funcţie de natura stratului ce trebuie depus, de subtratul utilizat, de compatibilitatea diverselor procese tehnologice. Cele mai utilizate metode, în primul rînd datorită gradului mare de aplicabilitate, sînt evaporarea şi pulverizarea în vid, ambele bazate pe fenomene fizice. În unele cazuri, determinate în special de considerente economice, se pot folosi procedee de depunere bazate pe reacţii chimice. Depunerea electrolitică, depunerea prin reducere chimică şi depunerea chimică din fază gazoasă determină formarea stratului din materialele mediului înconjurător, în timp ce anodizarea şi anodizarea din fază gazoasă determină formarea stratului din materialul substratului. În continuare se va face o tratare sumară a procedeelor tehnologice uzuale de depunere, cititorii interesaţi urmînd să consulte lucrările de specialitate în acest domeniu [1 ÷ 8].

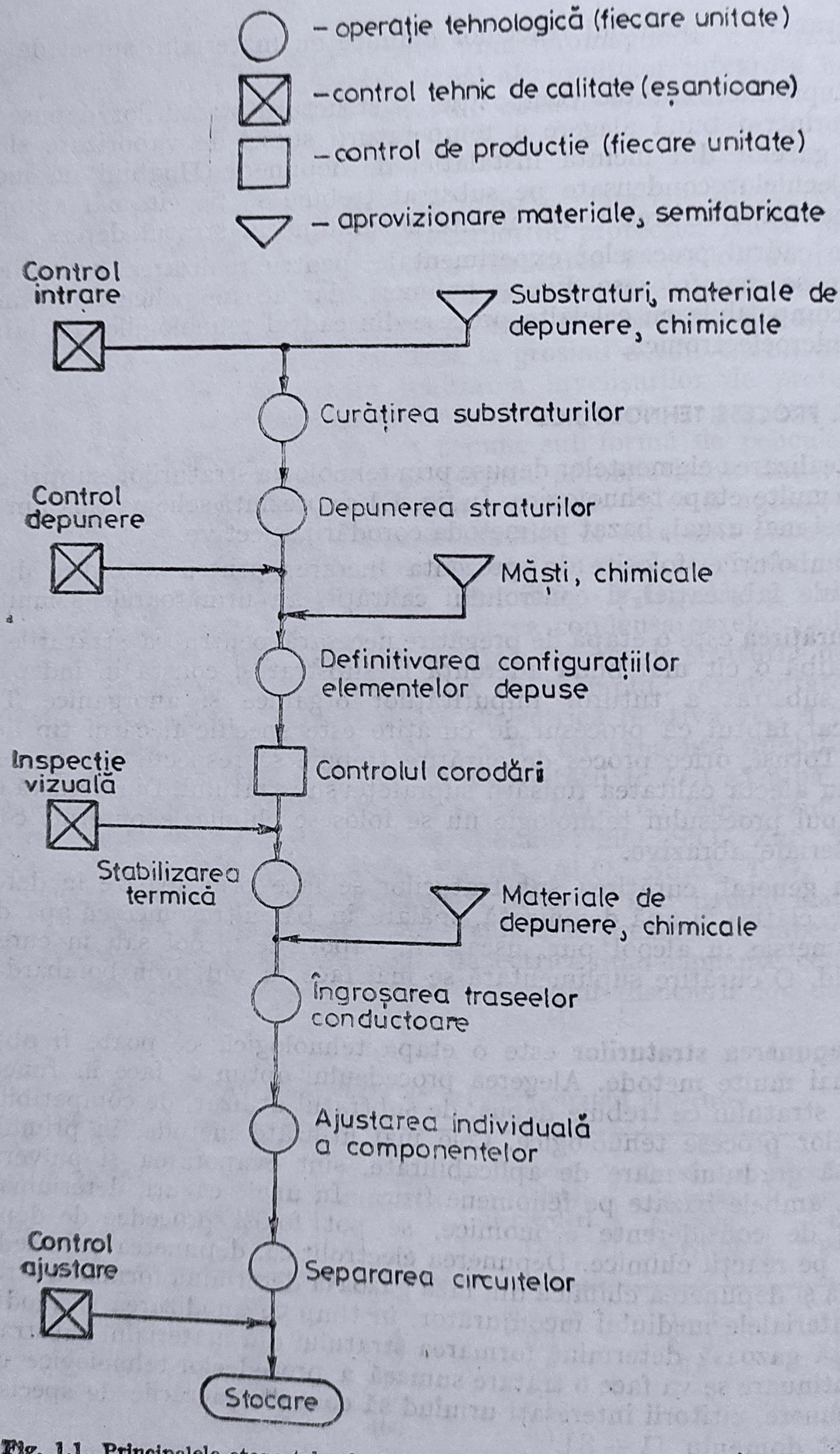


Fig. 1.1. Principalele etape tehnologice de realizare a elementelor depuse pentru circuite integrate hibride, în tehnologia straturilor subțiri.

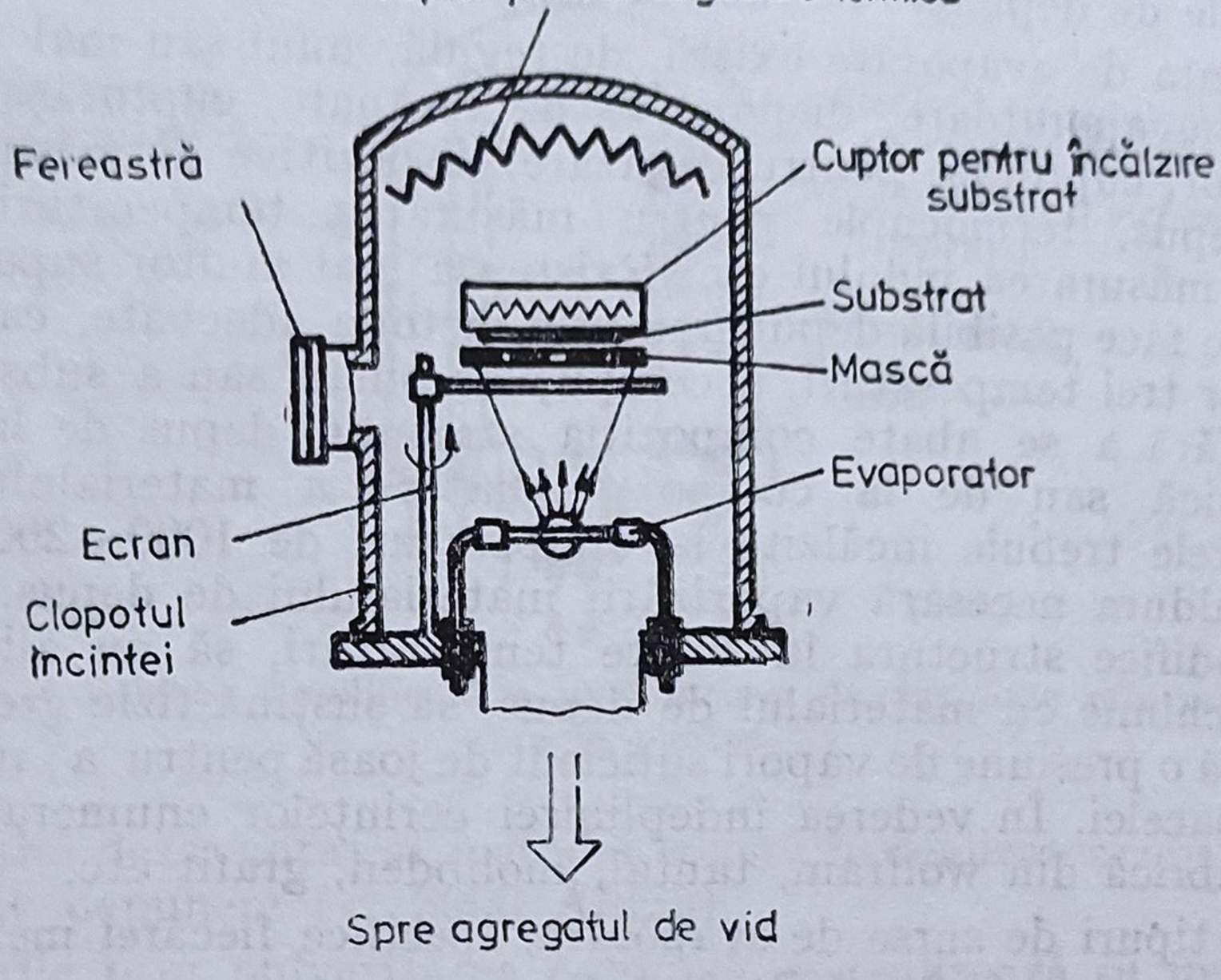


Fig. 1.2. Schema simplificată a unei incinte de depunere prin evaporare termică în vid.

Evaporarea termică în vid este foarte convenabilă pentru multe materiale și asigură o viteză mare de depunere, ceea ce face ca să fie una dintre cele mai utilizate modalități de depunere a straturilor subțiri.

Procesul de evaporare termică și condensare pe substrat are loc în incinta vidată a unei instalații de depunere. Schema simplificată a unei incinte de depunere prin evaporare termică în vid este prezentată în fig. 1.2.

Blocurile principale ale unei instalații de depunere prin evaporare în vid sînt: incinta de evaporare și sistemul de pompe. Pentru realizarea evaporării se folosesc diverse procedee, ca de exemplu: încălzirea cu ajutorul curentului electric a nacelelor în care s-a depus materialul evaporat sau chiar a conductorilor confecționați din materialul evaporat, încălzirea prin curenți de înaltă frecvență, bombardamentul cu fascicul ionic sau electronic, arcul electric, utilizarea laserului etc.

Structura cristalină, compoziția, gradul de puritate și proprietățile electrice ale stratului depus depind nu numai de gradul de puritate al substanței ce se evaporă, ci și de presiunea și compoziția gazelor aflate în incinta de evaporare. Pentru obținerea unui strat depus cu compoziție cît mai apropiată de a materialului supus evaporării, este necesar să se realizeze în incinta de evaporare un vid înaintat. O presiune de ordinul $10^{-5} \div 10^{-10}$ torr asigură condiția ca numărul de ciocniri dintre moleculele (atomii) substanței de evaporat și moleculele gazelor reziduale să fie suficient de mic, astfel încît să se obțină straturi subțiri de bună calitate. Pentru realizarea vidului în incinta instalației se folosesc sisteme de pompare înseriate, care pot conține pompe mecanice, cu ulei, ionice, turbomolecu-

lare, criogenice etc. O analiză amplă asupra producerii și măsurării vidului în instalațiile de depunere se face în lucrarea [2].

În incinta de evaporare există, de regulă, unul sau mai multe suporturi pentru evaporatoare, dispozitive de ecranare, cuptorașe de încălzire a suporturilor, cuptorașe pentru degazare, dispozitive de măsurat grosimea stratului depus, termocuple pentru măsurarea temperaturii suporților, joje pentru măsurarea vidului etc. Existența mai multor suporturi pentru evaporatoare face posibilă depunerea prin metode adecvate, ca de exemplu metoda celor trei temperaturi, a compușilor binari sau a substanțelor mai complexe, fără a se abate compoziția stratului depus de la compoziția stoichiometrică sau de la compoziția inițială a materialului evaporat. Evaporatoarele trebuie încălzite la temperaturi de 1000—2000°C, pentru a furniza căldura necesară vaporizării materialului de depus. Ele trebuie să nu-și modifice structura la aceste temperaturi, să nu alieze și să nu reacționeze chimic cu materialul de depus, să susțină fizic greutatea acestuia și să aibă o presiune de vapori suficient de joasă pentru a nu se evapora materialul nacelei. În vederea îndeplinirei cerințelor enumerate, evaporatoarele se fabrică din wolfram, tantal, molibden, grafit etc.

Diverse tipuri de surse de evaporare, specifice fiecărei metode folosite, sînt analizate pe larg în lucrările [1 ÷ 3].

Printre factorii care influențează proprietățile straturilor depuse, în afara condițiilor impuse substratului, parametrilor proprii substanței de evaporat și condițiilor de mediu din incintă, se consideră temperatura suportului în timpul procesului de condensare a materialului depus, prezența cîmpurilor electrice, magnetice sau de radiații, geometria sistemului etc. Trebuie menționat că pentru fiecare substanță există o temperatură critică a suportului, peste care nu mai are loc condensarea [5].

Pulverizarea catodică este o altă metodă utilizată la depunerea straturilor subțiri. Ea constă în bombardarea materialului ce trebuie depus cu particule avînd energii mari, desprinderea atomilor de la suprafața materialului și depunerea lor pe substrat. Metoda prezintă o serie de avantaje, dintre care menționăm:

— permite depunerea unor materiale dificile de depus prin alte metode (materiale refractare, oțel inoxidabil etc);

— se poate folosi la materiale diverse, deci se recomandă la depunerile multistrat;

— asigură grosimi uniforme prin folosirea țintelor cu dimensiuni mari;

— nu mai apare pericolul de împroșcare, ca la metoda evaporării;

— permite curățirea substraturilor prin bombardament ionic;

— țintele asigură un număr mare de cicluri de pulverizare;

— permite obținerea unor straturi metalice de mare puritate, împiedicîndu-se contaminarea cu oxigen a stratului depus, prin aplicarea unei tensiuni negative pe substrat;

— realizarea pulverizării într-o atmosferă reactivă de oxigen sau azot permite obținerea oxizilor sau nitrurilor, prin metoda numită pulverizare catodică reactivă.

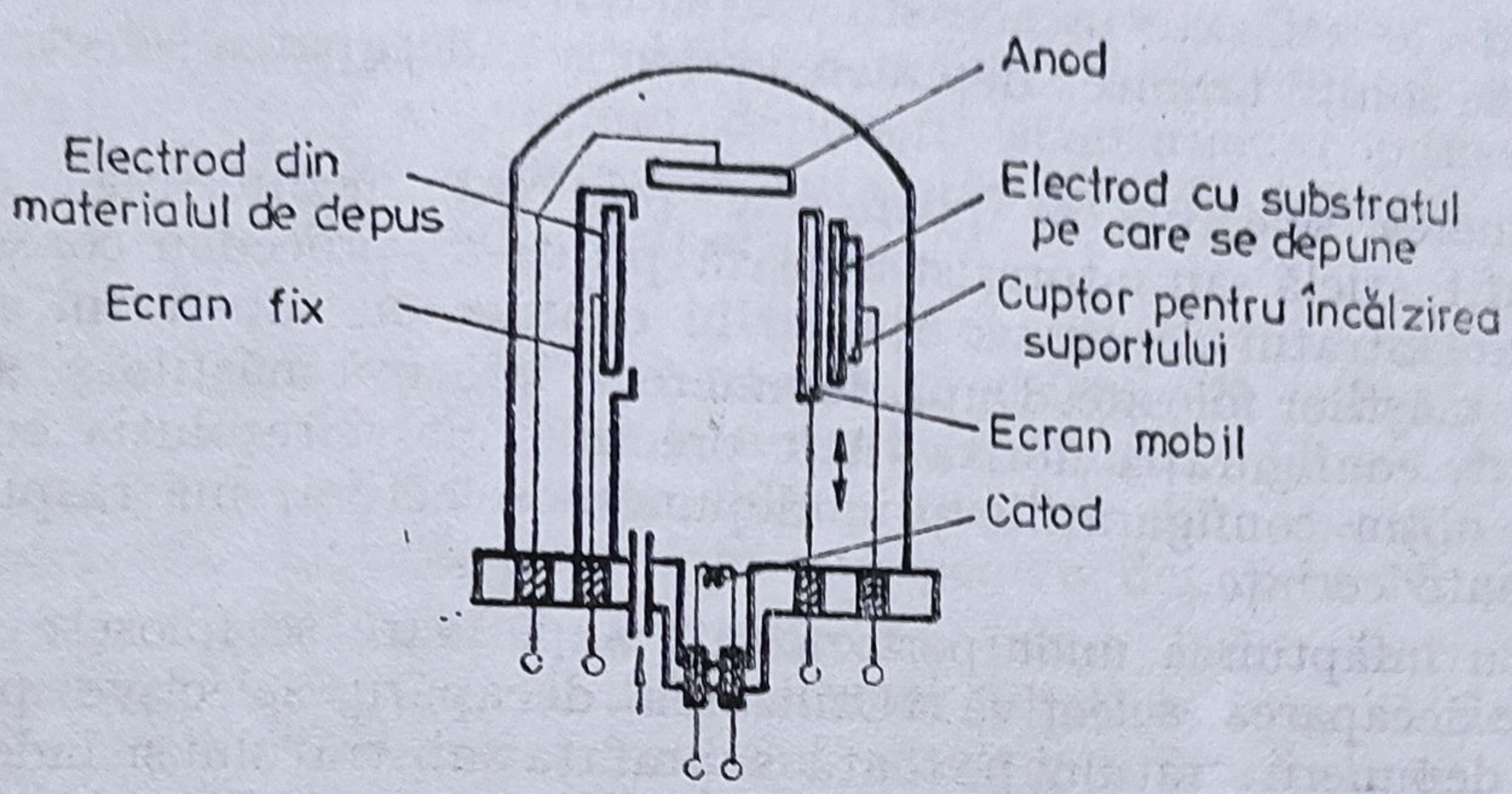


Fig. 1.3. Schema simplificată a unei incinte de depunere prin pulverizare în plasmă.

Principalul dezavantaj al metodei constă în realizarea unei viteze relativ reduse de depunere (< 3000 Å/min).

Depunerile prin pulverizarea catodică se realizează în instalații similare celor folosite pentru evaporarea termică, la care se adaptează dispozitive suplimentare, ca de exemplu: anodul, catodul, dispozitive de introducere a diverselor gaze și de măsurare a presiunii gazelor, sursă de înaltă tensiune (pînă la 10 kV) etc.

O variantă îmbunătățită a depunerii prin pulverizare catodică o constituie depunerea prin pulverizare în plasmă. Prin acest procedeu se obțin straturi depuse sub acțiunea ionilor pozitivi din plasma unei descărcări electrice în gaze. Pentru formarea plasmei se folosește argonul. Schema de principiu a unei incinte de depunere în plasmă este prezentată în fig. 1.3.

Pentru realizarea depunerii se amorsează o descărcare electrică între anod și catod, iar în momentul aplicării unei tensiuni negative pe sursă începe pulverizarea ei prin bombardament. Atomii extrași din sursă se vor deplasa în special pe direcție perpendiculară pe suprafața sursei, ajungînd astfel pe substratul încălzit. Degazarea inițială a substraturilor asigură dobîndirea unei foarte bune aderențe a stratului depus.

Pentru mărirea vitezei de depunere, la unele instalații de depunere prin pulverizare în plasmă, spațiul de descărcare este dispus într-un cîmp magnetic. Metoda permite obținerea unor straturi cu o grosime mult mai uniformă decît a celor obținute prin pulverizare catodică. Pentru evaporarea materialelor cu conductibilitate scăzută (dielectrici, ferite etc) se folosesc cîmpuri electrice de înaltă frecvență, combinate cu descărcări în înaltă frecvență.

Prin caracterul lor general, pulverizarea și evaporarea termică în vid reprezintă procedee cele mai folosite pentru depunerea straturilor subțiri necesare circuitelor integrate hibride.

Definirea configurațiilor elementelor depuse reprezintă etapa tehnologică prin care se realizează formele geometrice ale componentelor circuitu-

lui. Procedeele utilizate în această etapă tehnologică au la bază una din următoarele soluții tehnice : depunerea selectivă, decaparea selectivă, microgravarea.

Depunerea selectivă se poate face prin intermediul unei măști din metal, grafit, sticlă sau fotorezist atașată printr-un procedeu corespunzător pe substrat. Stratul depus va ajunge în contact cu substratul numai în decupările măştilor folosite. După depunere se înlătură măștile şi se obține, pe substrat, configurația dorită. Atît precizia, cît și rezoluția cu ajutorul cărora se obțin configurațiile prin depunere selectivă, nu răspund celor mai exigente cerințe.

Pentru înfăptuirea unor performanțe superioare se folosesc procedee bazate pe decaparea selectivă. Utilizarea decapării selective presupune realizarea depunerii stratului pe toată suprafața substratului și îndepărtarea materialului depus, printr-un procedeu corespunzător din anumite zone, astfel încît să se obțină configurația dorită. Îndepărtarea materialului depus se poate face prin corodare chimică prin mască și prin pulverizare în curent continuu sau în radiofrecvență prin mască. În prezent se utilizează în producția de serie a componentelor depuse metoda fotolitografică, bazată pe corodarea chimică prin mască de fotorezist. Fotolitografia asigură o precizie foarte bună și o rezoluție în domeniul micronilor. Ea constă în realizarea configurației geometrice dorite la o scară mărită de 10 pînă la 1000 ori dimensiunile finale, reducerea ei pe cale fotografică, copierea ei pe substratul ce a fost acoperit în prealabil cu un material fotosensibil (fotorezist), developarea fotorezistului solubil, corodarea chimică prin mască de fotorezist și apoi înlăturarea prin corodarea măștii de fotorezist. Copierea măștii fotografice pe substratul acoperit cu fotorezist se poate face datorită proprietăților materialului fotosensibil de a-și schimba structura moleculară și solubilitatea prin iradierea cu lumină ultravioletă. O descriere pe larg a metodei fotolitografice se găsește în lucrările [2, 3, 6].

Deoarece realizarea unui circuit presupune depunerea mai multor straturi suprapuse și definirea configurațiilor cu ajutorul mai multor măști ce se folosesc succesiv, trebuie ca decapantul unui strat să nu atace celelalte straturi.

Cele mai bune performanțe, atît ca precizie, cît şi ca rezoluție, se obțin prin microgravare cu ajutorul fasciculului de electroni sau cu fascicul laser. Deşi rezultatele obținute sînt spectaculoase, datorită problemelor tehnice, dar mai ales a costului ridicat, aceste metode nu s-au extins încă la producția de serie.

Stabilizarea termică a straturilor depuse este necesară pentru obținerea unor componente ai căror parametri să prezinte stabilitate în timp și derivă termică cît mai mică. Prin acest tratament, care constă în încălzirea substraturilor depuse, timp de cîteva ore, în aer, la temperaturi între $250 \div 300\,^{\circ}C$, se efectuează o rearanjare a rețelei cristaline a stratului depus, micșorîndu-se numărul de defecte în rețea. Aplicarea procedeului prezintă o importanță deosebită în executarea componentelor profesionale.

Îngroşarea traseelor conductoare este necesară în realizarea circuitelor cu componente depuse, pentru a obţine o rezistenţă electrică cît mai mică pe aceste trasee. Mărirea grosimii depunerii straturilor conductoare se poate face în condiţiile unor costuri scăzute prin procedee chimice, electrochimice sau cu ajutorul unui aliaj de lipit.

Îngroşarea chimică constă în introducerea substratului depus într-o baie cu soluţie adecvată, în care are loc o reacţie de reducere. Viteza de depunere depinde de pH şi de temperatura soluţiei. Marele avantaj al metodei îl constituie preţul foarte scăzut, rezultat din aparatura simplă care este necesară. Procedeul se foloseşte pentru depunere Ni şi Ag.

Depunerea electrochimică se realizează într-o baie electrolitică ce conţine o soluţie adecvată şi doi electrozi legaţi la o sursă de curent continuu. În timpul trecerii curentului electric prin electrolit, metalul de la anod se dizolvă în electrolit şi se depune pe suprafaţa substratului, care este legată electric la catod. Cantitatea de material depusă depinde de densitatea de curent, de echivalentul electrochimic şi de timpul cît durează depunerea. Metalele depuse frecvent prin acest procedeu de îngroşare a traseelor conductoare sînt cuprul şi aurul. O metodă foarte ieftină de îngroşare a traseelor conductoare, aplicată uzual traseelor de Cu, o constituie aplicarea unui strat de aliaj de lipit SnPb sau SnPbAg. Pentru fabricaţia de serie, aliajul se aplică prin trecerea substratului depus printr-o instalaţie de lipire cu val.

Ajustarea individuală a componentelor este o etapă de ajustare statică, ce poate fi folosită atît pentru rezistoare, cît şi pentru condensatoare. Scopul aplicării procesului este de a aduce valorile componentelor pasive în limite impuse, fapt greu de realizat direct din procesul de depunere. Ajustarea se poate realiza printr-un tratament termic, ce conduce la schimbarea structurii straturilor depuse, prin microdistrugerea peliculelor (pe cale mecanică, prin electoeroziune sau cu ajutorul unui fascicul laser) sau prin oxidarea anodică a unui strat depus. La producţia de serie, cele mai uzuale procedee sînt ajustarea cu laser şi prin electroeroziune. Cel de-al doilea procedeu asigură o precizie mai mică, dar este mult mai ieftin şi se poate aplica perfect la ajustarea statică. Procedeul anodizării nu se poate aplica decît la un număr redus de metale, dintre care uzuale în microelectronică sînt Ta şi Al.

Separarea circuitelor este o etapă necesară, deoarece pe acelaşi substrat se realizează, în mod obişnuit, un număr mai mare de circuite identice. Pentru a se putea lucra cu uşurinţă în timpul următoarelor etape tehnologice, este necesară separarea în circuite individuale. Operaţia constă în trasarea cu ajutorul unui fascicul laser de putere (uzual cu CO_2), cu o maşină de tăiere cu disc diamantat sau cu o maşină de zgîriere cu vîrf diamantat, urmată de o operaţie de spargere controlată a substratului, pentru a se face separarea totală.

Trecerea prin toate fazele tehnologice prezentate anterior, alegînd pentru fiecare etapă procedeul optim în funcţie de circuitul propus, asigură obţinerea elementelor depuse prin tehnologia straturilor subţiri.

1.2.2. TEHNOLOGIA STRATURILOR GROASE

a. MATERIALE

Dezvoltarea puternică a tehnologiei straturilor groase, urmare firească a valorii mari a raportului performanţe/costuri, a condus la lărgirea corespunzătoare a gamei de materiale utilizate în acest domeniu.

Substraturi

Condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească un substrat pentru a putea fi folosit în tehnologia straturilor groase sînt similare cu cele necesare utilizării în tehnologia straturilor subţiri, condiţii prezentate în § 1.2.1. Specifică tehnologiei straturilor groase este necesitatea ca substratul să prezinte o termorezistenţă foarte bună (punct de înmuiere la temperaturi foarte înalte), pentru a putea suporta valorile ridicate ale temperaturilor de ardere a pastelor, fără apariţia microfisurilor. Conductibilitatea termică mare este o altă condiţie necesară, deoarece rezistenţele realizate pot fi de puteri mari. Materialul care răspunde cel mai bine tuturor cerinţelor impuse de tehnologie este ceramica. Se folosesc ceramici pe bază de alumină (Al_2O_3) sau pe bază de oxid de beriliu (BeO). În mod uzual, ceramica folosită are 95—96% Al_2O_3. Pentru circuitele de frecvenţă înaltă se întrebuinţează ceramice cu 99—99,5% Al_2O_3, deoarece ele prezintă constantă dielectrică stabilă şi factor de pierderi scăzut. Preţul ridicat al ceramicelor cu BeO determină folosirea lor numai acolo unde este necesară disiparea unor puteri foarte mari. Performanţele substraturilor utilizate în tehnologia straturilor groase se prezintă comparativ în tabelul 1.5.

Tabelul 1.5

Caracteristici ale substraturilor ceramice

Caracteristica	Materialul substratului		
	95% Al_2O_3	99,5% Al_2O_3	99,5% BeO
Forţa de întindere [kgf/cm²]	1800...2500	2400...2700	980...1300
Forţa de compresie [kgf/cm²]	17500...28000	7000...8000	15000
Forţa de încoire [kgf/cm²]	3200...3500	700...1600	2460
Densitatea [g/cm³]	3,61...3,7	2,4...3,4	2,4...2,6
Căldura specifică [cal/g]	0,105	0,122	0,240
Conductibilitatea termică [cal · cm^{-1} · s^{-1} · $°C^{-1}$/20°C]	0,043	0,075	0,67
Temperatura maximă de lucru [°C]	1700	1750	1850
Constanta dielectrică la 1 KHz şi 25°C	9,0	9,4	6,8
Rezistivitatea de volum [Ω · cm²/cm]	$<10^{14}$	$<10^{14}$	$<10^{17}$
Dilatarea termică 0—300°C [$°C^{-1}$]	$6 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$	$7,5 \cdot 10^{-6}$

Avînd în vedere că toate caracteristicile substraturilor sînt dependente nu numai de proporţia componentelor de bază, dar şi de tipul aditivilor, valorile prezentate în tabelul 1.5 servesc numai ca ghid. Dintre aditivii utilizaţi, menţionăm oxidul de zirconiu, oxidul de magneziu şi oxidul de toriu, care cresc punctul de topire al ceramicei, diverşi titanaţi, care cresc valoarea constantei dielectrice etc. Ceramica pe bază de Al_2O_3, cu puritate de 95%, asigură o disipaţie de 1,55 W/cm², iar cea pe bază de BeO asigură 7 W/cm². Grosimea substraturilor este cuprinsă între 0,8 şi 1,5 mm, plachetele avînd dimensiunile suprafeţei de 5 cm × 5 cm. Neplaneitatea suprafeţei trebuie să fie sub 0,1 mm pe o lungime de 2,5 cm, iar rugozitatea să fie sub 1 μm, pentru a se putea obţine rezultate reproductibile în realizarea elementelor depuse.

În prezent se cercetează utilizarea ca substrat a porţelanului glazurat, soluţie ce ar determina o reducere semnificativă a preţului de cost [11].

Straturi rezistive

Pastele folosite pentru obţinerea straturilor rezistive sînt compuse din amestecuri de pulberi metalice şi de oxizi metalici, pulberi de sticlă, lianţi organici şi solvenţi organici. Combinaţiile de materiale se depun prin serigrafie şi apoi se ard la temperaturi de 700—800°C, timp de circa 1 h. În afară de compoziţia pastelor, un efect important asupra proprietăţilor rezistoarelor depuse îl are regimul de ardere. Cele mai întrebuinţate paste sînt realizate pe bază de argint, paladiu, ruteniu, oxid de ruteniu, iridiu, oxid de iridiu, oxid de taliu sau chiar pe bază de materiale ceramice. Pastele care au temperaturi de ardere mai ridicate asigură, în general, rezultate mult mai reproductibile, dar au şi preţuri de cost mult mai mari.

Datorită faptului că aceste paste trebuie să permită obţinerea în mod reproductibil a unor rezistoare cu proprietăţi electrice stabile, printr-o tehnologie relativ simplă, compoziţia lor este foarte complexă şi foarte critică. Totuşi, un mare avantaj pe care îl oferă este acela că în cadrul unui sistem de paste se poate obţine o gamă largă de rezistenţe specifice, de exemplu între 10 Ω/pătrat şi 1 MΩ/pătrat. Grosimea straturilor depuse este între 20 μm şi 40 μm, rezistoarele obţinute avînd valori ale coeficienţilor de variaţie cu temperatura sub ±100 ppm/°C, ale coeficienţilor de variaţie cu tensiunea între —20 şi —50 ppm/V şi ale coeficienţilor de stabilitate în timp sub 0,2%, după stocare 1000 h la 150°C sau după funcţionare 1000 h la 70°C, cu încărcare de 5 W/cm².

Straturi conductoare

În tehnologia straturilor groase, peliculele conductoare pot avea următoarele roluri:

— să constituie traseele conductoare depuse pe substrat între elementele circuitului;
— să formeze ariile de contact pentru terminalele elementelor ataşabile şi pentru terminalele circuitului;
— să realizeze electrozii condensatoarelor depuse serigrafic;

— să se obțină valori mici de rezistențe (sub 2Ω) ;
— să constituie stratul intermediar între substrat și capac, pentru unele metode de încapsulare ermetică.

Pastele care satisfac aceste cerințe se obțin din pulberi de metale prețioase (argint, aur, paladiu, platină etc) și aliajele lor, pulberi de sticlă și materiale organice. Cele mai utilizate sînt cele pe bază de : paladiu-argint, paladiu-aur, platină-aur, aur și rășini epoxy conductoare.

Pastele de bază de paladiu-argint sînt cele mai ieftine, aderă bine la substrat, rezitivitatea lor la suprafață este $R_{\square} = 0{,}02 \div 0{,}1\ \Omega/\square$, se pot lipi ușor, sînt compatibile cu cele mai multe paste rezistive și dielectrice. Prezența paladiului reduce mult migrarea ionilor de argint, fenomen produs sub influența cîmpului electric și al umidității. Aceste paste nu pot fi folosite pentru lipirea cipurilor active pe substrat.

Pastele pe bază de paladiu-aur sînt mai scumpe, dar nu prezintă fenomenul de migrare și, în plus, fac posibilă lipirea directă pe substrat a cipurilor active.

Pentru circuite de mare fiabilitate, se folosesc paste pe bază de platină-aur, care au, în general, aceleași proprietăți ca și cele de paladiu-aur, dar oxidează mai greu.

Pastele pe bază de aur asigură cea mai bună lipire cu aliaj eutectic a cipurilor active pe substrat, prezentînd și o foarte mică rezistivitate la suprafață $R_{\square} = 0{,}003 \div 0{,}01\ \Omega/\square$. După depunerea serigrafică, peliculele conductoare se usucă la circa 120 °C, apoi se ard în cuptor la 760 ÷ ÷ 1000 °C, pentru a se întări și a adera bine la substrat. Foarte frecvent, straturile conductoare depuse se îngroașă cu staniu-plumb prin imersie într-o baie de aliaj de lipit, topit. Deoarece staniul formează compuși cu aurul și cu paladiu, fenomen care micșorează aderența, se practică îngroșarea cu aliaj plumb-cadmiu.

In vedere reducerii prețului de cost, în prezent au început să se utilizeze pe scară tot mai largă paste pe bază de cupru sau de aluminiu. Cele pe bază de cupru au rezistivitatea de ordinul 0,002 Ω/□, prezintă o foarte bună aderență, se pot contacta ușor cu fire de aur sau aluminiu, asigură o rezoluție foarte bună, se pot acoperi ușor cu aliaj SnPb sau SnPbAg. Temperaturile de ardere variază, în funcție de tipurile de pastă, între 550—650 °C și 850—1050 °C.

Straturi dielectrice

Pastele utilizate în tehnologia straturilor groase pentru realizarea dielectricilor condensatoarelor și izolărilor la trecerile suprapuse sînt constituite pe bază de titanat și oxid de bariu, oxid de zirconiu și calciu, sticlă etc. Pentru condensatoare se folosesc paste cu constanta dielectrică mare, iar pentru trecerile suprapuse se folosesc cele cu constantă dielectrică mică, care asigură o capacitate parazită mică și pierderi mici. Temperaturile de ardere sînt în gama 750—1050 °C.

Pastele utilizate pentru protecția circuitelor sînt realizate pe bază de sticlă ușor fuzibilă și trebuie să asigure protecția climatică și chimică a circuitelor. De asemenea, trebuie să aibă un coeficient de dilatare comparabil

cu al substratului. Temperatura de topire a sticlelor din aceste pate este sub 500°C.

Ordinea de imprimare și de tratare termică a straturilor depuse trebuie să fie astfel aleasă încît temperaturile de ardere să fie descrescătoare, pentru ca în timpul unui proces să nu se producă modificări ale straturilor depuse anterior. De asemenea, la alegerea pastelor ce se vor folosi la executarea unui circuit este obligatoriu să se asigure compatibilitatea lor.

b. PROCESE TEHNOLOGICE

Etapele tehnologice ale realizării elementelor depuse prin tehnologia straturilor groase vor fi analizate, în mod succint, în continuare. Schema fluxului tehnologic de bază se prezintă în fig. 1.4. Acest flux se poate amplifica pentru a obține condensatoare depuse, rezistoare de diferite valori izolații între trecerei suprapuse etc.

Curățirea substraturilor are același scop ca și cel prezentat în § 1.2.1. Rețetele chimice de spălare diferă în funcție de tipul de substrat utilizat.

Depunerea straturilor, uscarea, arderea constituie elemente ale unui proces complex, care contribuie la realizarea elementelor pasive. Depunerea straturilor se face prin serigrafie. Principiul imprimării serigrafice constă în a forța trecerea unei paste vîscoase prin ochiurile neacoperite ale unei site, pentru a se obține imaginea dorită pe suprafața unui substrat [12], fiind presată cu ajutorul unei raclete. Procedeul este în aparență foarte simplu, dar tocmai datorită acestei aparențe se pot comite greșeli care să ducă la rezultate nereproductibile. Pentru a se înfăptui un proces corect, trebuie ținut cont de o serie de cerințe, dintre care menționăm:

— materialul folosit pentru sitele serigrafice să fie potrivit pentru suprafața substratului;

— dimensiunile ochiurilor sitelor să fie alese în corelație cu metoda de serigrafie folosită și cu tipurile de pastă utilizate;

— filmele după care se realizează măștile să fie de cea mai bună calitate posibilă;

— emulsia de pe sită să fie corect expusă, procesată și întărită, pentru a conferi măștilor margini clare, abrupte;

— grosimea emulsiei să fie compatibilă cu tipul de pastă folosit, cu metoda de serigrafie utilizată și cu grosimea dorită pentru depunere;

— ramele sitelor să fie suficient de solide și rigide pentru a păstra poziția sitelor în timp ce sînt presate de raclete;

— pastele să aibă vîscozitatea corectă și să fie potrivite pentru materialul substratului și tipul de suprafață;

— pastele să fie convenabil distribuite în timpul imprimării;

— racleta să aibă marginea cu care presează pastele dreaptă, ascuțită, fără defecte;

— unghiul dintre raclete și sită să fie între 45—60°;

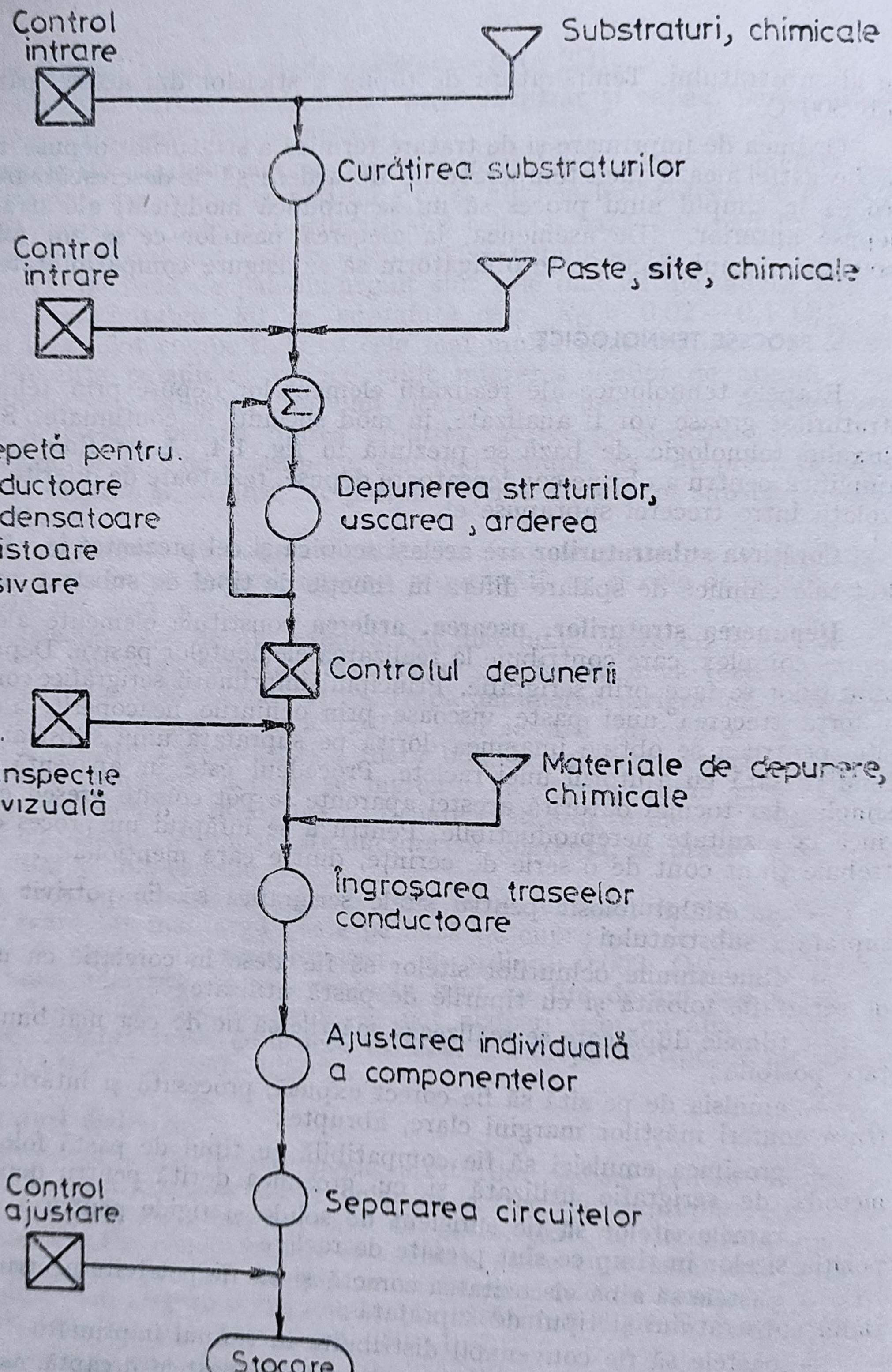


Fig. 1.4. Principalele etape tehnologice de realizare a elementelor depuse pentru circuite integrate hibride, în tehnologia straturilor groase.

— presiunea racletei să fie corespunzătoare, viteza să nu fie prea mare și amîndouă să fie constante ;

— dimensiunile sitei și amplitudinea mișcării racletei în timpul imprimării să fie suficiente pentru a permite obținerea unei calități bune a stratului depus, pe întreaga suprafață ;

— distanța dintre sită și substrat trebuie aleasă în corelație cu presiunea racletei asupra sitei și cu tipul suprafeței substratului ;

— sita și substratul să fie astfel fixate încît să nu se miște în timpul imprimării.

Realizarea pe site a configurațiilor dorite se face prin metode fotolitografice.

După aproximativ 20 minute de la imprimare, timp în care se realizează o uniformizare a imprimării, se procedează la o uscare a pastelor timp de 10—15 minute, la o temperatură pînă la 125°C, pentru a se îndepărta lent componentele volatile, evitîndu-se astfel deteriorarea straturilor depuse. În continuare, se face arderea compușilor nevolatili ai lianților organici, topirea și recristalizarea sticlei ce a înglobat particulele metalice din paste. Profilurile de temperatură, ce trebuie respectate cu o abatere de maximum ± 2°C, depind de tipul de pastă folosit. Arderea se realizează în cuptoare cu bandă transportoare, cu zone de încălzire prin rezistențe, în timp ce uscare se poate face și cu ajutorul radiațiilor infraroșii, care au avantajul unei încălziri în adîncime, fără a se forma crustă la suprafața stratului depus [2, 13].

Îngroșarea traseelor conductoare se face în același scop ca și în tehnologia straturilor subțiri, pentru a obține o rezistență electrică cît mai mică pe aceste trasee. Se folosește metoda aplicării unui strat de aliaj de lipit SnPb sau SnPbAg, prin trecerea substratului printr-o instalație de lipire cu val.

Ajustarea individuală a componentelor este absolut necesară în tehnologia straturilor groase, deoarece toleranțele rezistențelor obținute pot fi, după ardere, de $\pm 20\%$. În prezent, se folosesc trei metode: un nou proces de ardere, îndepărtarea unei părți din materialul depus prin jet de abraziv sau cu ajutorul unui fascicul laser.

Ajustarea termică este eficientă, dar are un consum mare de energie. Ajustarea cu jet de abraziv este o metodă mai ieftină, dar prezintă dezavantajul contaminării cu praf a circuitului. Din cauzele susmenționate și pentru a se obține o precizie mai mare, cel mai mult se folosește ajustarea cu fascicul laser.

Separarea circuitelor se execută în mod identic cu operația similară din tehnologia straturilor subțiri.

Alegerea procedeului optim în cadrul fiecărei etape a fluxului tehnologic prezentat asigură realizarea reproductibilă a elementelor depuse prin tehnologia straturilor groase.

1.3. TEHNOLOGIILE DE MONTARE A ELEMENTELOR ATAȘABILE

În categoria elementelor atașabile au fost incluse acele tipuri de componente electronice care nu pot fi obținute în mod industrial, la parametrii competitivi, prin tehnologii de depunere pe substrat. La realizarea circuitelor integrate hibride se atașează pe substrat atît componente active (sub formă de cipuri sau încapsulate), cît și pasive (în general, sub formă de cipuri). Sistemele cele mai uzuale de executare a componentelor active sînt: cipuri standard, componente cu "beam-lead", (terminale bară) " "flip-chip", (structură răsturnată, "LID" (dispozitiv răsturnat fără terminale), componente în "flat-pack", (capsulă plată), în ,"chip carrier" (suport de structuri) în capsulă microminiatură, în capsulă normală. În circuite integrate hibride de înaltă frecvență se folosesc și alte sisteme, ca de exemplu: "ministrip" bandă miniatură, "microstrip post" suport cu microbenzi etc [14]. Toate sistemele de realizare a componentelor vor fi analizate în capitolul 2.

Cele mai multe posibilități tehnologice de montare și interconectare le oferă cipurile standard. Sistemul de interconectare folosit este prezentat în fig. 1.5 [15]. Mult timp această soluție a fost considerată optimă pentru obținerea circuitelor integrate hibride. Rezultatele acumulate în timp au arătat că numai fabricanții care dispun de echipamente automate de montaj și de o dotare generală complexă pot să obțină circuite de fiabilitate mare. Dotarea complexă a presupus investiții mari, care s-au reflectat direct asupra prețului de cost al circuitelor.

Cipul poate fi lipit cu adezivi sau cu aliaje eutectice, iar firele pot fi lipite prin termocompresie, ultrasonic sau termosonic. Utilizarea structurilor standard prezintă avantajul unei mari disponibilități de cipuri și al posibilității obținerii unei densități mai mari a circuitului. Totuși, soluția prezintă dezavantaje majore, ca de exemplu:

— imposibilitatea testării complete și a îmbătrînirii structurilor, înainte de montaj;

— riscul deteriorării cipurilor în timpul proceselor de testare și montaj, procese ulterioare testării pe plachetă;

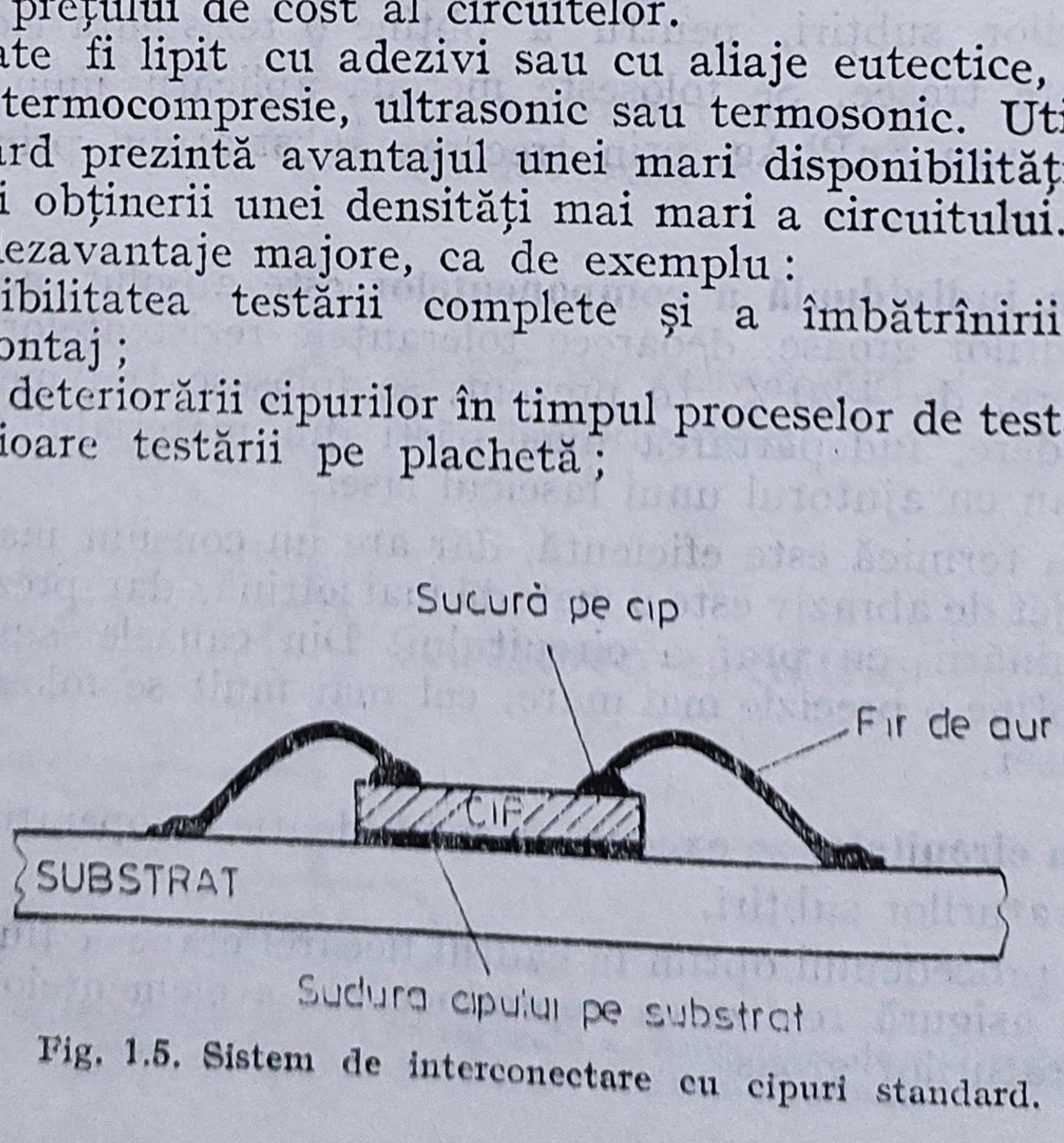


Fig. 1.5. Sistem de interconectare cu cipuri standard.

— posibilitatea unor modificări ale caracteristicilor cipurilor, datorate temperaturilor mari din timpul proceselor de montaj;

— dificultatea înlocuirii cipurilor defecte;

— scăderea fiabilității circuitului, în cazul în care nu se dispune de echipamente automate de montaj.

Totuși, avînd în vedere că utilizarea structurilor standard este încă o soluție foarte des întîlnită, în fig. 1.6 prezentăm schema fluxului tehnologic de montaj al unui circuit integrat hibrid în care se recurge la această soluție.

Atașarea cipurilor active se poate face cu adezivi sau cu aliaje eutectice.

Lipirea cu adezivi este o metodă care poate fi folosită pentru toate tipurile de cipuri active, cu excepția dispozitivelor de putere. Ea se realizează cu ajutorul unor paste conductoare compuse din rășini epoxidice, în care au fost înglobate pulberi de aur sau argint. După lipire, se face un tratament termic, timp de cîteva minute, la o temperatură între 100°C și 250°C, în funcție de tipul de pastă folosit.

Lipirea cu aliaje eutectice se realizează la temperaturi ridicate, cu ajutorul aliajelor AuSi (370°C) sau AuSn (280°C), într-o atmosferă de gaz inert (uzual azot) fierbinte, .localizată pe cip și pe suprafața substratului din imediata apropiere. În cazul lipirii cu AuSi, temperatura trebuie crescută pînă la circa 420°C, pentru a se obține o ușoară curgere a aliajului. Pentru executarea unei lipituri de bună calitate, cipul este ușor presat și mișcat pe metalizarea substratului, cu ajutorul unei pensete. Lipirea anumitor tipuri de cipuri (ex. dispozitive de putere, diode Schottky, tiristoare, tranzistoare cu efect de cîmp realizate pe GaAs etc.) se face cu preforme de AuSn, AuIn, AgIn, care au temperatura de obținere a eutecticului mult mai mică.

Pentru un cip lipit cu eutectic se asigură o disipație termică mai bună decît pentru unul lipit cu adezivi, astfel încît, în practică, se poate considera o diferență de temperatură a joncțiunii de 20°C pentru 1 W. De această diferență trebuie ținut cont la stabilirea limitelor temperaturii ambiante în care poate funcționa corect circuitul.

Atașarea cipurilor pasive se poate face cu adezivi sau cu aliaj de lipit SnPb sau SnPbAg.

Procedeul lipirii cu adezivi a cipurilor pasive este identic cu cel al lipirii cu adezivi a cipurilor active.

Pentru a se realiza lipirea cu aliaj, atît terminalele cipurilor pasive, cît și suprafețele de contact depuse pe substrat sînt precositorite. Lipirea se poate face prin încălzirea locală în dreptul fiecărui cip sau prin montarea tuturor cipurilor cu ajutorul unei clei special și trecerea circuitului printr-un cuptor încălzit cu bandă transportoare și în atmosferă reducătoare.

Interconectarea componentelor se efectuează prin intermediul traseelor conductoare despuse pe substrat, pe care există suprafețe de contact unde se lipesc cipurile (fața inferioară), și cu ajutorul firelor, care fac legătura între cipuri (fața superioară) și alte suprafețe de contact de pe traseele conductoare. Rareori se folosec fire pentru unirea directă a suprafețelor de contact a două trasee conductoare. Firele utilizate sînt din Au sau

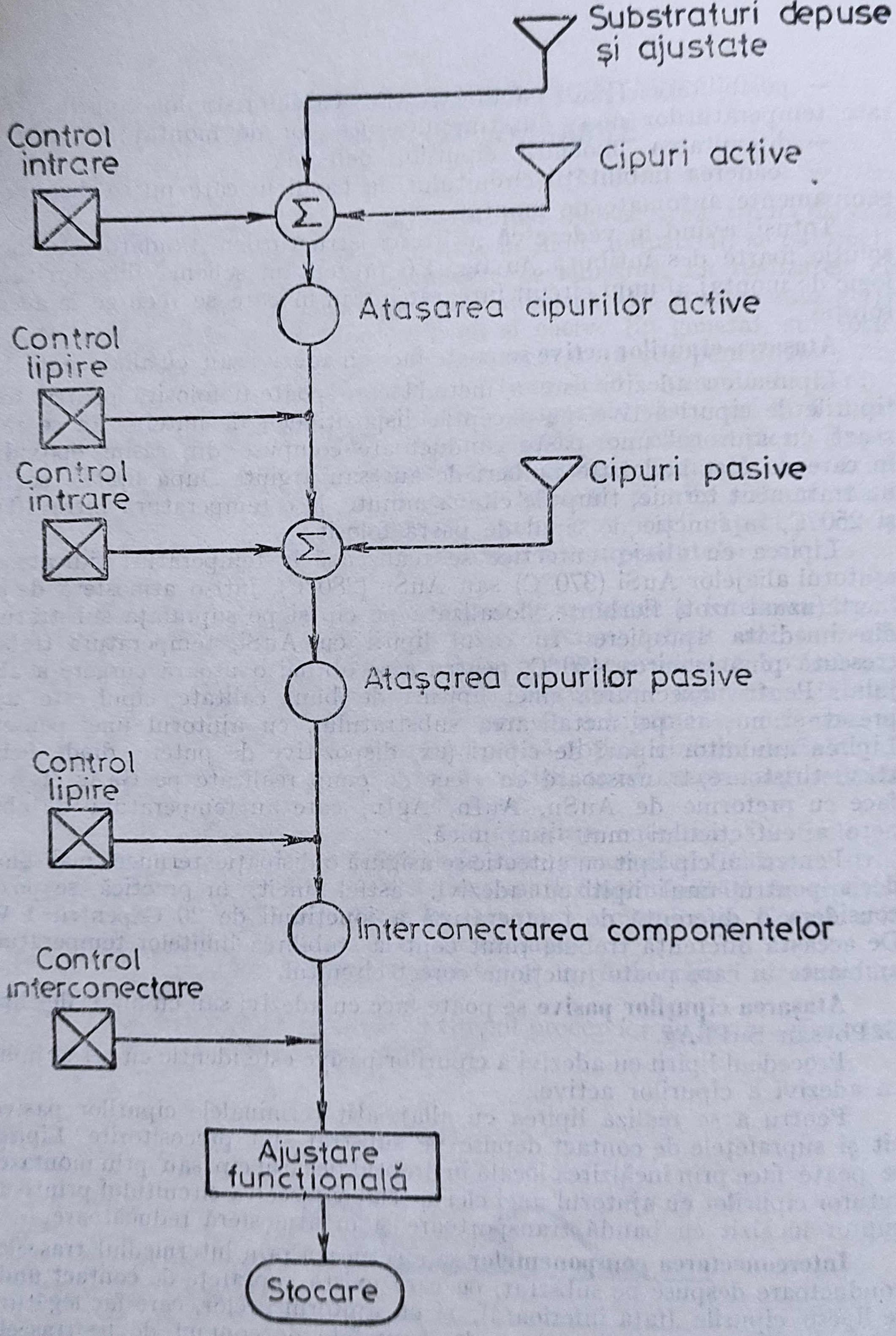


Fig. 1.6. Principalele etape tehnologice de montaj ale unui circuit integrat hibrid, în cazul folosirii cipurilor active standard.

Al 1% Si, cu diametre cuprinse între 17,5 μm și 100 μm (uzuali 25 μm) și pot fi lipite prin termocompresie, ultrasonic sau termosonic.

Lipirea prin termocompresie este un proces ce implică asocierea presiunii, temperaturii și timpului, pentru a produce un contact cît mai bun între două materiale. Valorile exacte ale presiunii, temperaturii și timpului necesare pentru a executa o lipire de bună calitate depind de suprafețele de lipit, de diametrul și materialul firului, de structura semiconductoare și de caracteristicile dispozitivului de lipit (capilarul). Sarcina totală (statică + dinamică) aplicată în timpul procesului (circa 24 mg/μm²) trebuie să conducă la o deformare a firului pînă la 75—85% din diametrul acestuia. Temperatura necesară unei bune lipiri este între 280°C și 350°C, obținută prin încălzirea substratului, a capilarului sau a ambelor. Durata procesului variază între fracțiuni de secundă și cîteva secunde. Valorile optime se obțin pe cale experimentală, dar pentru evitarea deteriorării structurilor este important să se păstreze fiecare din cei trei parametrii la valoarea minimă necesară.

Avantajul lipirii ultrasonice este că la realizarea procesului nu este necesară creșterea temperaturii. Lipitura este obținută prin transmiterea directă, prin presiune la interfața lipiturii, a unei energii ultrasonice. Valorile exacte ale puterii, timpului și forței necesare pentru efectuarea unui proces optim trebuie determinate experimental, deoarece depind de mai mulți factori, aceeași ca și la sudura prin termocompresie. Forța de apăsare trebuie să fie suficientă atît pentru a menține firul pe poziția de lipit, cît și pentru a transmite energia ultrasonic la suprafețele de lipit, fără a produce o deformare excesivă a firului. Valoarea exactă depinde de dimensiunea și forma capilarului, diametrul și materialul firului și de dimensiunile și duritatea substratului. Pentru evitarea suprasolicitării lipiturii, se preferă folosirea timp scurt a unei forțe mari în locul folosirii timp lung a unei forțe mici.

Lipirea termosonică este considerată, în prezent, drept tehnica cea mai productivă, cu toate că necesită o încălzire suplimentară a substratului pînă la 100÷150°C.

Tehnicile de lipire folosite pentru fire sînt "ball and stitch bonding" (lipire cu bilă și cusătură — fig. 1.7 *a*) și "multiple stitch bonding" (lipire prin cusătură multiplă — fig. 1.7, *b*).

Componentele obținute în sistemul "beam-lead" sînt cipuri cu terminale aurite, coplanare, sub formă de bară, care se întind la suprafața structurii circa 250 μm de la marginea cipului. Montarea lor se face prin termocompresie (fig. 1.8, *a*), prin sudură electrică (fig. 1.8, *b*), sau cu ajutorul ultrasunetelor.

Dispozitivele se poziționează cu fața în jos pe substrat și se aplică pe terminale o presiune de circa 24 mg/μm². La montarea prin termocompresie se încălzește substratul la circa 225°C și capilarul la circa 280°C sau se păstrează substratul rece și se încălzește capilarul la circa 380°C. În cazul folosirii sudurii electrice, curentul electric trece prin metalizarea

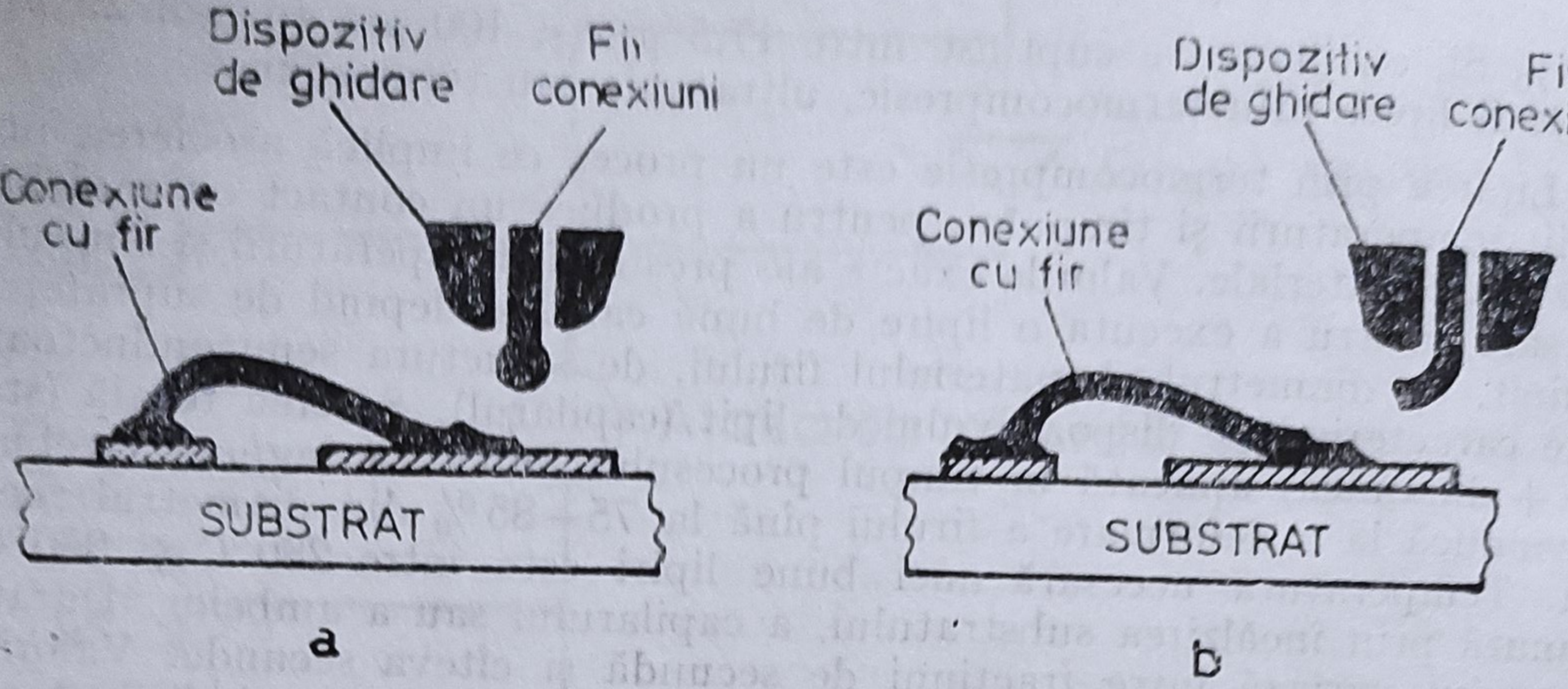


Fig. 1.7. Tehnici de lipire.

substratului și prin terminalul dispozitivului, sub forma unui impuls de scurtă durată.

Componentele efectuate în sistemul "microstrip post", pe un piedestal înalt de cîteva sute de μm, se lipesc pe substrat cu adezivi sau cu eutectic de joasă temperatură (sub 280°C), iar firele pot fi montate prin termocompresie.

Realizarea componentelor în sistemul "ministrip" presupune lipirea cipului pe o plăcuță de molibden și acoperirea lui cu o rășină protectoare. Atașarea pe circuit se poate face pe un suport fierbinte, un cuptor cu bandă transportoare, cu adezivi sau prin sudură. Lipirea terminalelor se recomandă să se facă prin termocompresie.

Componentele executate în alte sisteme menționate anterior, se lipesc în circuit cu ajutorul aliajelor de lipit SnPb sau SnPbAg. Atît suprafețele de contactare ale circuitului, cît și terminalele componentelor sînt precositorite și, după montarea componentelor pe substrat, se trece printr-un cuptor cu bandă transportoare, în atmosferă reducătoare sau se lipesc prin alte sisteme cu aliaj SnPb, ca de exemplu lipirea cu val, lipirea prin inducție

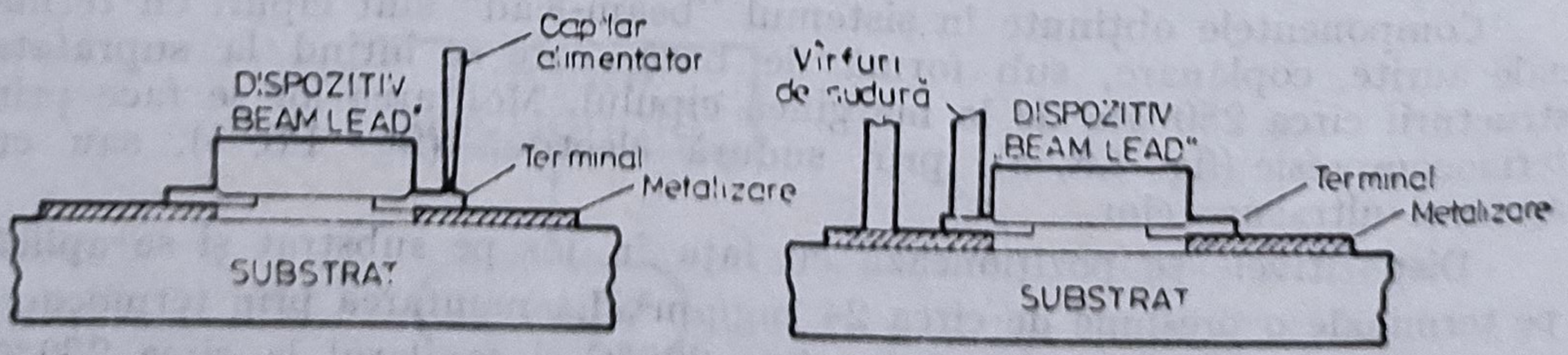


Fig. 1,8. Montarea componentelor realizate în sistemul „beam-lead".

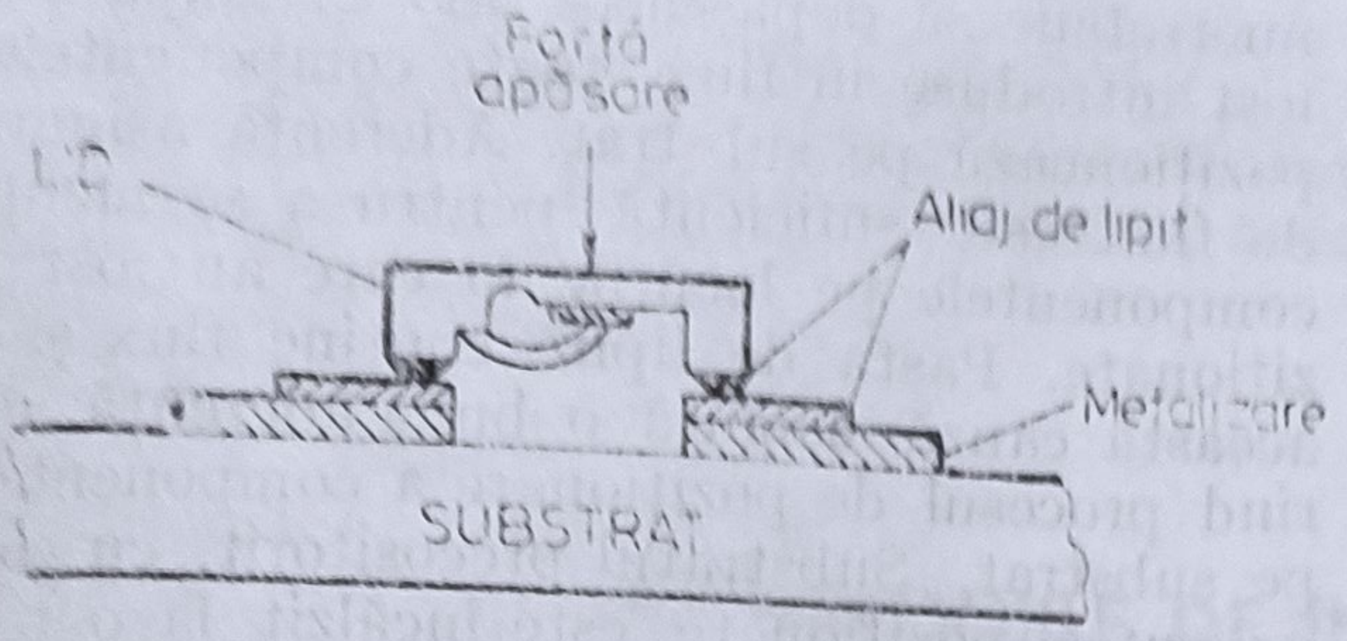


Fig. 1.9. Montarea componentelor realizate în sistemul „LID"

prin radiații infraroșii, prin imersie etc [16]. Un exemplu de montare a componentelor realizate în sistemul "LID" este prezentat în fig. 1.9.

Pentru păstrarea poziției componentelor în timpul procesului de lipire, se poate folosi un poziționer (fig. 1.10, *a*) sau un clei special ce a fost pus pe suprafața substratului, în locurile stabilite, înainte de montarea componentelor (fig. 1.10, *b*).

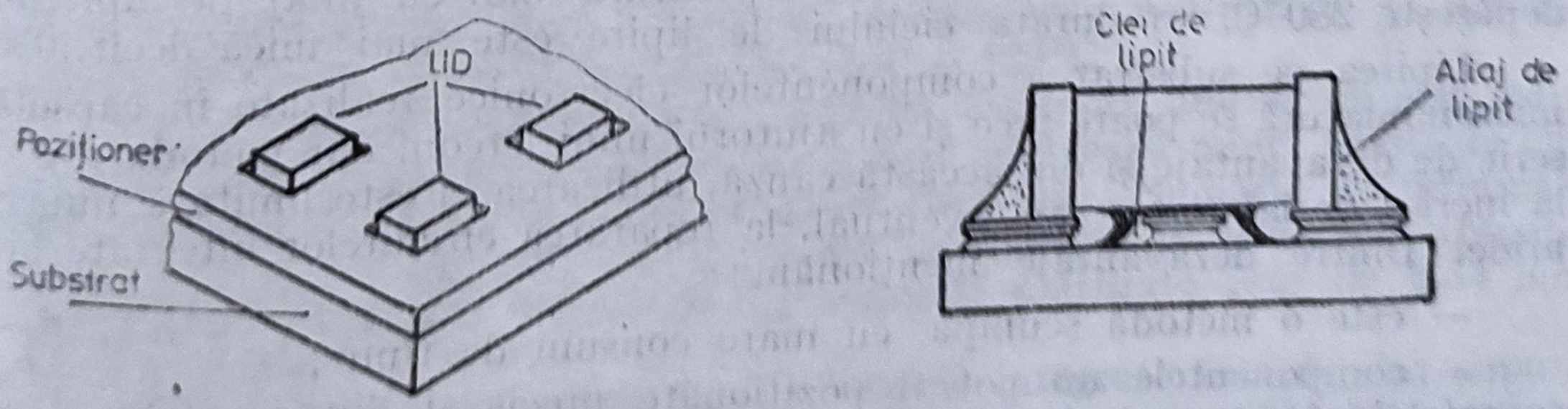
Pentru a se obține contacte fiabile între componente și substrat, este necesar să se acorde atenție la trei factori ai procesului de lipire: fluxul, aliajul și temperatura de lipire.

Fluxul folosit trebuie să fie inactiv chimic. Atunci cînd se utilizează flux activ chimic, se va avea în vedere curățirea ulterioară a substratului.

Aliajul de lipit trebuie să conțină 62% Sn, 36% Pb, 2% Ag sau 60% Sn, 40% Pb. În cazul că se folosesc paste de lipit, conținutul în metal al pastei va fi de cel puțin 85%.

Regimul termic pentru lipire depinde de metoda folosită.

Metoda preferată pentru atașarea pe substrat a componentelor electronice realizate în capsule microminiatură este lipirea prin retopire. Pentru a se obține rezultate optime, atît suprafețele de contact ale componentelor, cît și suprafețele de lipire de pe substrat trebuie precositorite cu același aliaj de lipit. Cositorirea substratului se poate face prin scufundarea acestuia într-o baie cu aliaj de lipit sau prin serigrafierea pe substrat a unei paste de lipit. Pentru componente, cea mai economică metodă este cositorirea simultană a unui număr mare de bucăți, chiar dacă sînt tipuri diferite. Temperatura maximă a terminalelor în timpul procesului de lipire



a

Fig. 1.10. Sistemul de fixare a componentelor pe substrat în timpul procesului de lipire.

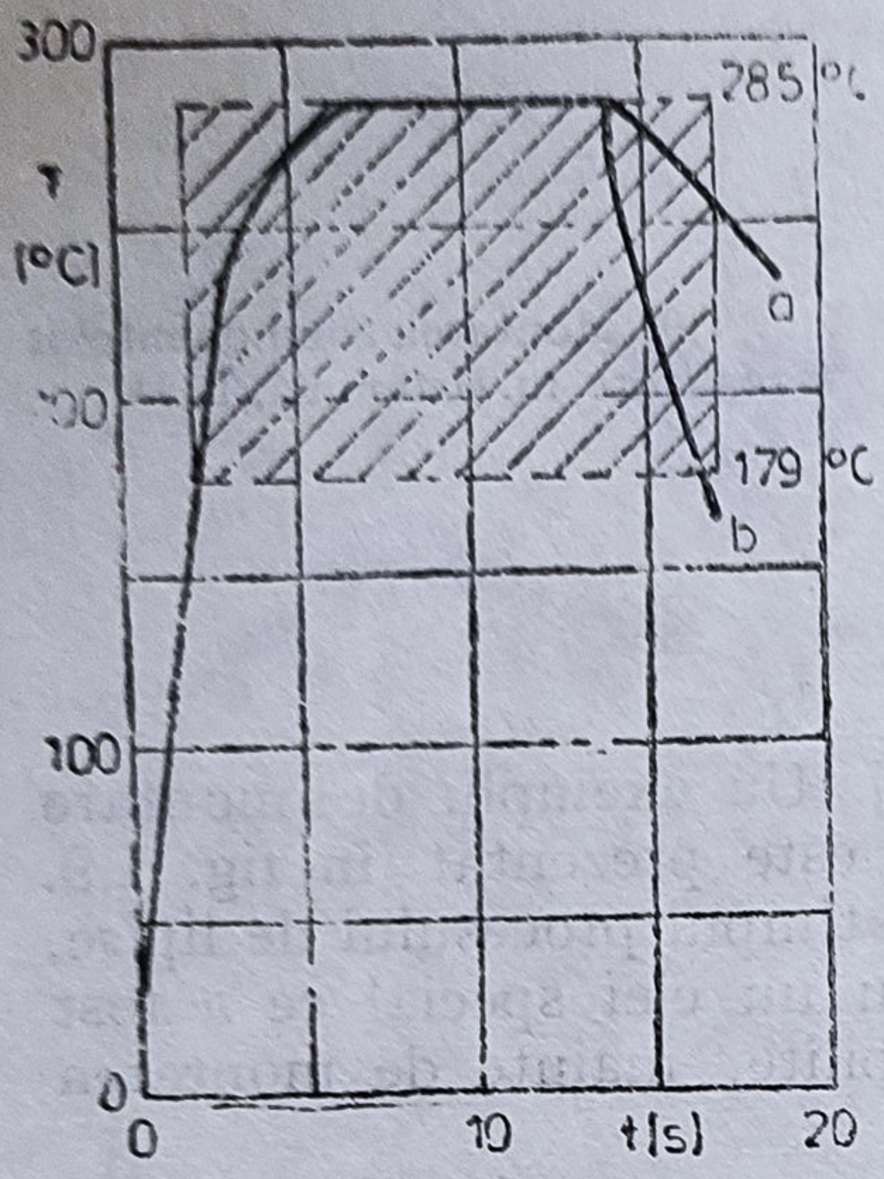


Fig. 1.11. Profilul de temperatură pentru lipirea prin retopire.

nu trebuie să depășească 285°C. După ce au fost introduse în flux, toate componentele se poziționează pe substrat. Aderența asigurată de flux este suficientă pentru a se menține componentele pe locurile în care au fost poziționate. Pasta de lipire conține flux și din această cauză asigură o bună aderență, ușurînd procesul de poziționare a componentelor pe substrat. Substratul precositorit, cu componentele poziționate, este încălzit la o temperatură la care aliajul de lipit se retopește. Încălzirea poate să se facă pe un suport fix sau pe o bandă transportoare care circulă printr-un cuptor, ce poate asigura, eventual, încălzire cu radiații infraroșii. Temperatura maximă a corpului de plastic al componentelor, nu trebuie să depășească 280°C.

Profilul de temperatură, în timpul procesului de lipire prin retopire, este redat în fig. 1.11.

Durata maximă a ciclului de lipire trebuie să fie de 14 s, dacă lipirea se face fără preîncălzire și de 10 s, dacă lipirea se face cu preîncălzire. Durata preîncălzirii nu va depăși 45 s. Răcirea poate fi făcută prin convecție liberă (*a*) sau forțată (*b*).

Tensiunea superficială a aliajului de lipit trebuie să deplaseze terminalele componentelor spre centrul suprafețelor de contact de pe substrat și poate duce la o ușoară modificare a poziției componentelor pe substrat. Acest inconvenient se poate elimina printr-o proiectare corespunzătoare a metalizărilor substratului.

După răcire, conexiunile sînt supuse unei inspecții vizuale, iar atunci cînd este necesar, se practică repararea cu un echipament de lipit (poate fi și letcon). În final, orice urmă de flux rămasă pe substrat se va înlătura cu grijă.

O altă metodă de lipire pe substrat a componentelor executate în capsule microminiatură este cea a lipirii prin imersie în aliaj de lipit. Pentru folosirea acestei metode, temperatura băii cu aliaj de lipit nu depășește 280°C, iar durata ciclului de lipire este mai mică decît 10 s.

Lipirea pe substrat a componentelor electronice realizate în capsulă microminiatură se poate face și cu ajutorul unui letcon, dar metoda are o serie de dezavantaje și din această cauză, utilizarea ei este limitată numai la lucrări de laborator sau, eventual, la repararea circuitelor integrate hibride. Dintre dezavantaje menționăm:

— este o metodă scumpă, cu mare consum de timp;

— componentele nu pot fi poziționate precis și din această cauză suprafețele de contact ale componentelor pot fi distruse prin contact accidental cu substratul;

— există un mare risc al distrugerii metalizărilor substratului sau conexiunilor interne ale componentelor ;

— învelişul componentelor poate fi distrus.

Ca urmare a motivelor menţionate, această metodă nu este recomandabilă.

1.4. TEHNOLOGIILE DE ÎNCAPSULARE

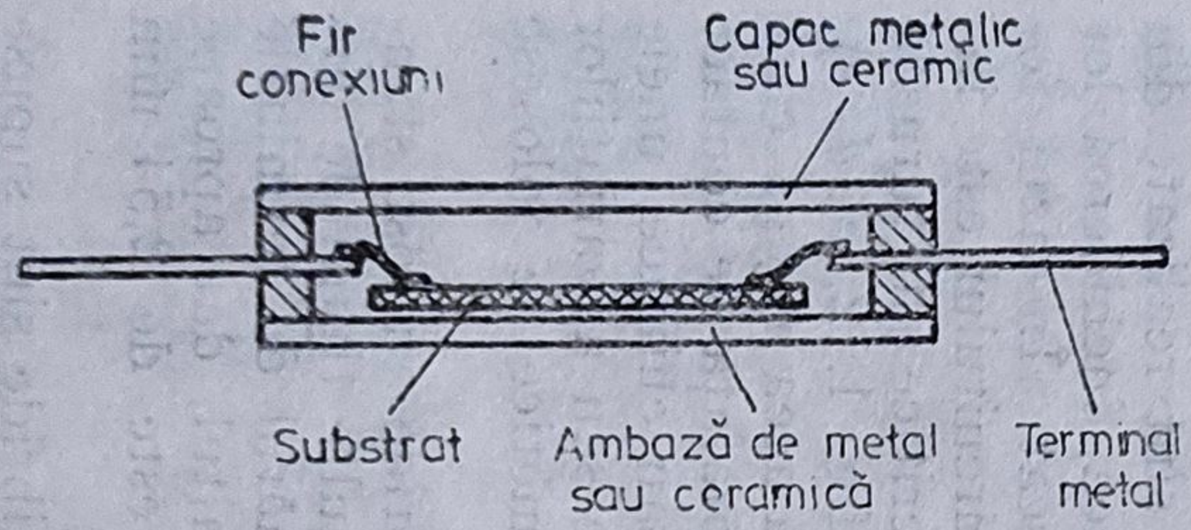
După ajustarea funcţională, circuitele integrate hibride îşi continuă procesul tehnologic de realizare cu operaţia de încapsulare. Soluţia tehnologică aleasă pentru efectuarea acestei operaţii este dictată de condiţiile mecano-climatice în care va fi folosit circuitul integrat hibrid. Funcţia capsulei este de a proteja circuitul împotriva deteriorărilor ce pot surveni atît în timpul transportului şi manipulării, cît şi datorită mediului înconjurător.

Tehnologiile de încapsulare folosite constau în acoperirea directă cu răşină (în general epoxidică) a circuitului sau încapsularea într-o capsulă de metal, ceramică sau plastic. Alegerea tehnologiei se face analizîndu-se costul, dimensiunile, puterea ce trebuie disipată, compatibilitatea cu sistemul în care va fi folosit circuitul, condiţiile mediului în care va funcţiona. Reprezentarea schematică a tipurilor uzuale de încapsulare este dată în fig. 1.12.

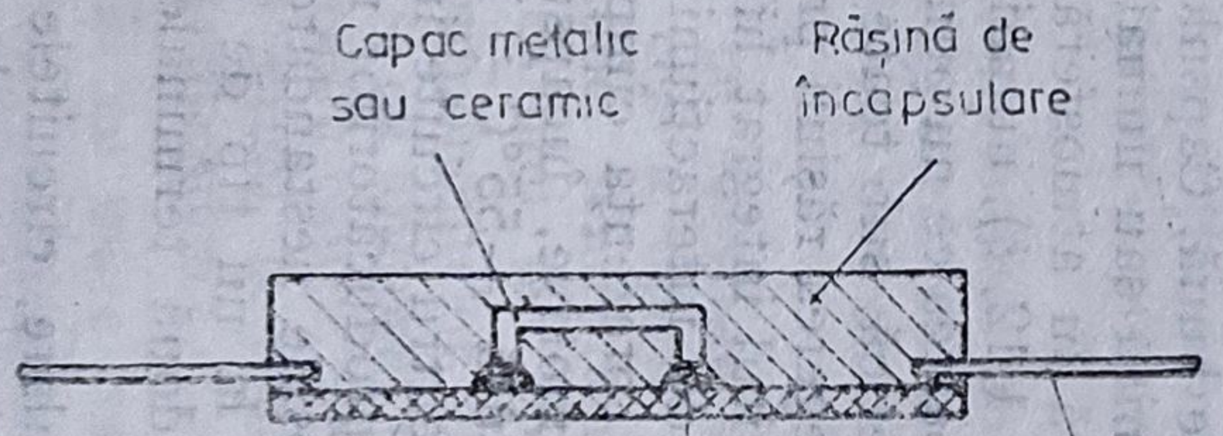
Soluţia închiderii în capsulă ermetică (fig. 1.12, *a*) este scumpă, dar asigură o protecţie foarte bună. Capsulele ermetice sînt realizate din metal şi sticlă, metal şi ceramică sau numai din ceramică, închiderea lor făcîndu-se prin lipire şi sudură în atmosferă de azot uscat. În cazul folosirii încapsulării mixte (fig. 1.12, *b*), numai o parte a circuitului este încapsulată ermetic, în timp ce partea ce nu pune probleme critice este turnată în răşină. Încapsularea neermetică, sub toate formele ei (fig. 1.12, *c*, *d*, *e*), pune probleme deosebite în alegerea răşinii primare, adică acea răşină care este în contact direct cu circuitul integrat hibrid. La suprafaţa de contact pot să aibă loc o varietate de interacţiuni mecanice sau chimice, unele dintre ele accentuîndu-se în prezenţa cîmpului electric sau a variaţiilor de temperatură. Din aceste motive, încapsulările neermetice se folosesc numai în gama de temperatură $-55°C \div 125°C$.

Deşi o serie de capsule pentru circuite integrate hibride au fost standardizate, totuşi majoritatea producătorilor realizează multe tipuri de circuite integrate hibride în capsule nestandardizate. Numărul de terminale variază şi el considerabil de la un tip de capsulă la altul, dar aproape întotdeauna distanţa dintre două terminale alăturate este de 2,54 mm sau 1,27 mm.

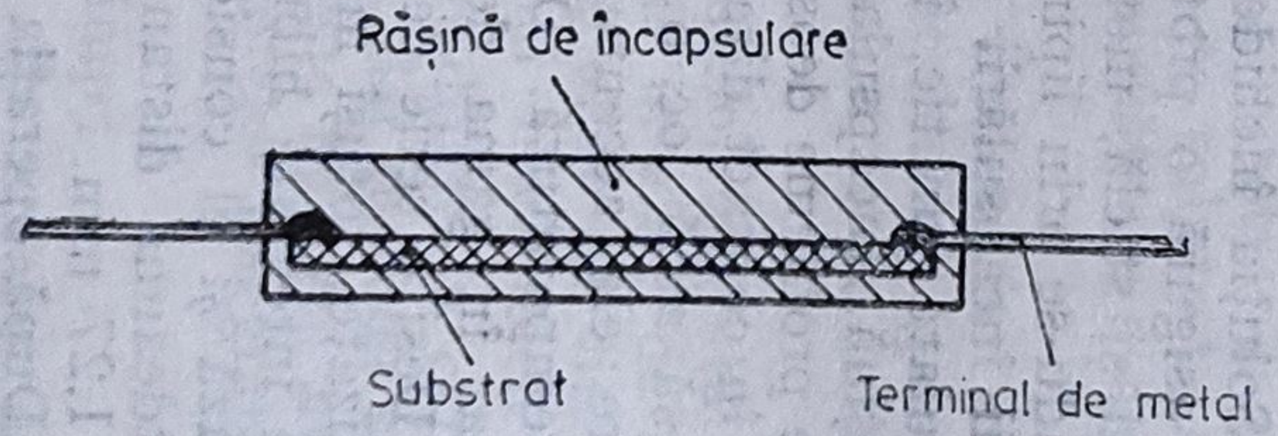
După operaţia de încapsulare, circuitele integrate hibride sînt supuse unui proces de îmbătrînire, sînt testate la toţi parametrii, sînt marcate şi ambalate, devenind astfel produse finite bune pentru livrare.



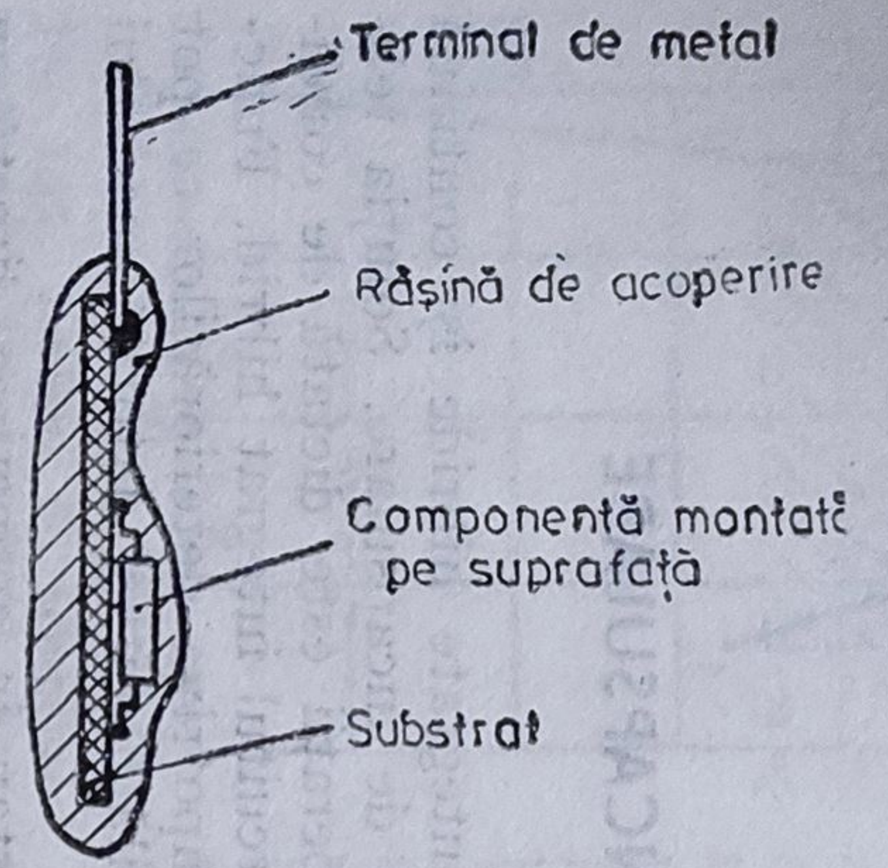
a. Încapsulare în capsulă ermetică



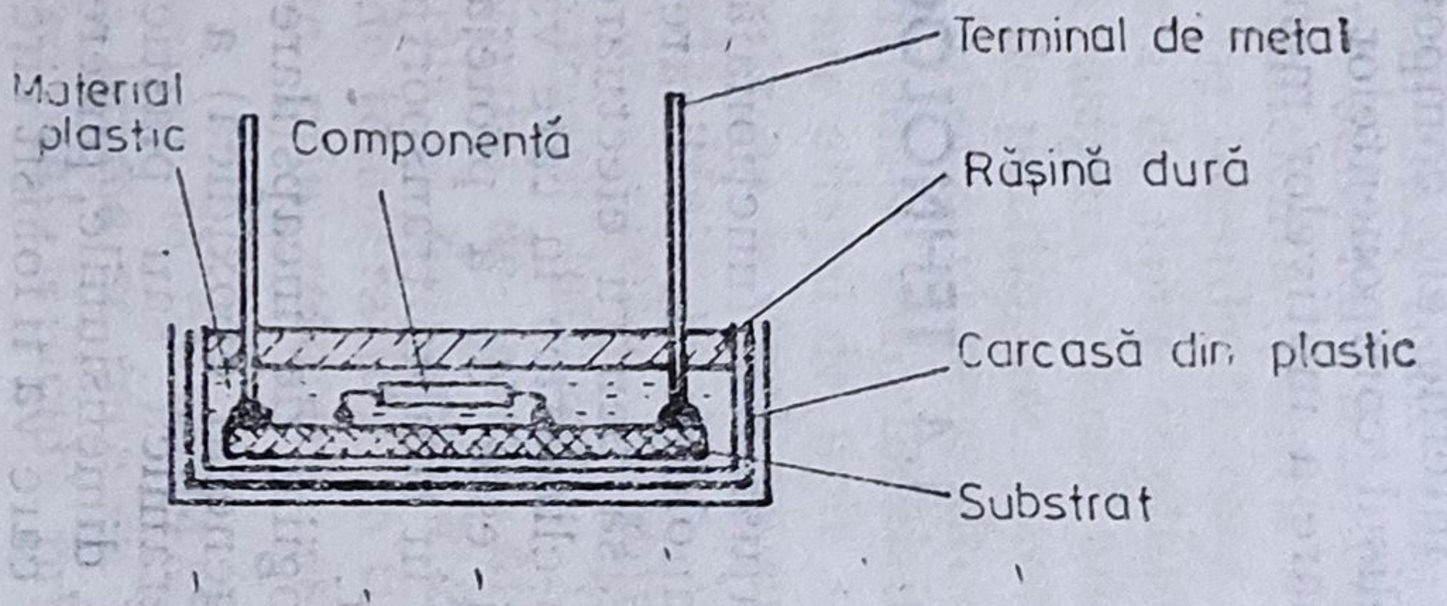
b. Încapsulare mixtă



c. Mulare în plastic (răşină)



d. Acoperire în răşină



e. Încapsulare în capsulă de plastic

Fig. 1.12. Reprezentarea schematică a tipurilor uzuale de încapsulare.

ANEXA 1

A.1.1. Avantajele circuitelor integrate hibride față de circuitele realizate cu componente directe

— reducerea dimensiunilor și greutăților circuitelor într-un raport mediu de 10 : 1, ceea ce permite o reducere a dimensiunilor și greutăților echipamentelor finite ;

— creșterea fiabilității, ca urmare a scăderii numărului de puncte de sudură ;

— performanțe superioare în domeniul frecvențelor înalte, datorită traseelor mai scurte și capacităților parazite mai mici ;

— creșterea rezistenței la solicitările mecanice, ca urmare a creșterii capacității ;

— posibilitatea ajustării valorilor rezistențelor, ceea ce duce la eliminarea trierilor ;

— transfer termic foarte bun, deși gabaritul este mai mic ;

— diminuarea zgomotului de fond, ca urmare a scurtării traseelor, micșorării capacităților parazite și datorită tehnologiei de realizare a rezistențelor ;

— scăderea costurilor de montaj și încapsulare, rezultate atît prin scăderea consumurilor de materiale cît și a consumurilor de manoperă ;

— micșorarea costurilor de depanare, ca urmare a încapsulării circuitelor integrate hibride ca subansambluri independente.

A.1.2. Avantajele circuitelor integrate hibride față de circuitele integrate monolitice

— preț de cost scăzut pentru circuite complexe solicitate în serii mici și medii ;

— disipație termică superioară ;

— posibilitatea lucrului la frecvențe mai înalte ;

— creșterea randamentelor, ca urmare a posibilităților de precaracterizare și ajustare a componentelor utilizate ;

— posibilitatea comasării într-un singur circuit a unor tipuri de componente care sînt integrabile ușor prin tehnologiile de realizare a circuitelor monolitice.

BIBLIOGRAFIE

1. Spânulescu, I., *Fizica straturilor subțiri și aplicațiile acestora*, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1975.
2. Manolescu, A. *Tehnologia straturilor subțiri*, Litografia Institutului Politehnic București, 1976.

3. Holland, L., *Thin Film Microelectronics*, John Willey & Sons Inc., New York, 1965.
4. Spânulescu, I., *Fizica tranzistorilor și principiile microminiaturizării*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1973.
5. Spânulescu, I., Pârvan, R., *Principiile fizice ale microelectronicii*, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1981.
6. Dima, I., Munteanu, I., *Materiale și dispozitive semiconductoare*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.
7. Moroșanu, C. E., *Depunerea chimică din vapori a straturilor subțiri*, Editura Tehnică, București, 1981.
8. Cătuneanu, V. M. (coordonator), *Materiale pentru electronică*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
9. Baker, D., Koehler, D. C., Fleckenstein, W. O., Roden, C. E., Sabia, R., *Physical design of electronic systems*, Prentice Hall Inc, 1973.
10. Doyle, J., *Thin-Film and Semiconductor Integrated Circuitry*, Mc Graw-Hill Book Co., New York, 1975.
11. Hilson, D. G., Johnson, G. W., *New Materials Low Cost Thick Film Circuits*, EMCA, New York, 1978.
12. Knowles, J. B., *An introduction to Thick Film Printing*, DEK Printing Machines Ltd., London, 1979.
13. Pitt, K. E. G., *Introduction to Thik Film Component Technology*, Middlesex Polytechnic, Enfield, 1978.
14. * * * *Die Attach and Bonding Techniques For Diodes and Transistors*, Application Note 974, Hewlett Packard, 1979.
15. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H., *Circuite integrate liniare*, Editura Tehnică, București, 1975.
16. Bacivarof, I., *Conexiuni prin lipire în aparatura electronică*, Editura Tehnică, București, 1984.

Capitolul 2

ELEMENTE DE CIRCUIT REALIZATE ÎN TEHNOLOGII SPECIFICE HIBRIDELOR

2.1. INTRODUCERE

Transpunerea unei scheme electronice sub forma unui circuit integrat hibrid presupune realizarea unei proiectări tehnologice. În mod evident, pentru a se obține un circuit integrat hibrid cu înalte performanțe, nu este suficient să se realizeze numai o proiectare electrică corectă, ci este necesar să se adopte un proiect electric ce poate fi transpus perfect în tehnologia circuitelor integrate hibride, obținîndu-se și o proiectare tehnologică corectă. Adoptarea tehnologiei circuitelor integrate hibride, ca soluție de realizare a unui circuit electronic, impune luarea în considerare a tehnologiilor specifice prin care se obține fiecare element de circuit.

În lucrare sînt analizate principalele probleme specifice legate de proiectarea elementelor ce se realizează direct în tehnologiile circuitelor integrate hibride, ca și principalele probleme pe care le pune utilizarea diverselor tipuri de componente atașabile. Pentru o mai bună înțelegere a avantajelor și dezavantajelor pe care le implică utilizarea diverselor tipuri de componente atașabile și pentru a putea alege soluția optimă, se face o prezentare sumară și a aspectelor tehnologice specifice ce concură la realizarea elementelor atașabile.

2.2. COMPONENTE ELECTRONICE PASIVE

În vederea obținerii unor circuite cu performanțe ridicate, este necesar să se țină cont, încă de la faza de proiectare, de avantajele și limitările fiecărei tehnologii.

În continuare, se face o prezentare a principalelor elemente ce trebuie determinate, pentru realizarea unor componente electronice pasive în tehnologiile straturilor depuse.

2.2.1. REZISTOARE

Cerințele de obținere a diferitelor valori pentru parametrii electrici ai rezistoarelor sînt legate de tipul de strat utilizat, poziția relativă a elementelor circuitului, grosimea stratului și geometria desenului, precum și tehnica de depunere folosită.

Proprietățile de care trebuie să se țină seama în alegerea materialului rezistiv sînt: rezistivitatea electrică, stabilitatea în timp, coeficientul de variație a rezistenței cu temperatura, coeficientul de variație a rezistenței cu tensiunea, curentul de zgomot.

În alegerea tipului de substrat trebuie să se țină cont de faptul că conductibilitatea termică și pasivitatea chimică influențează stabilitatea rezistoarelor, iar neplaneitatea substratului afectează rezistivitatea și stabilitatea.

După alegerea substratului și a materialului rezistiv este necesară determinarea geometriei rezistorului, pentru o anumită grosime a stratului depus. În general, pentru valori mici de rezistențe se folosește o configurație de tipul celei prezentate în fig. 2.1, iar pentru rezistențe de valori mari se utilizează o configurație de tipul celei redate în fig. 2.2.

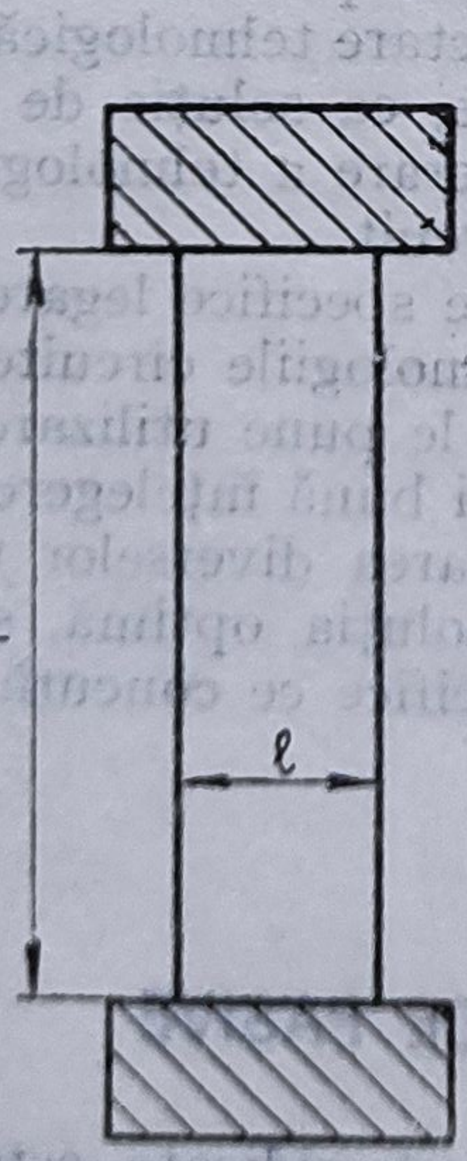


Fig. 2.1. Configurația tipică pentru rezistențe de valori mici.

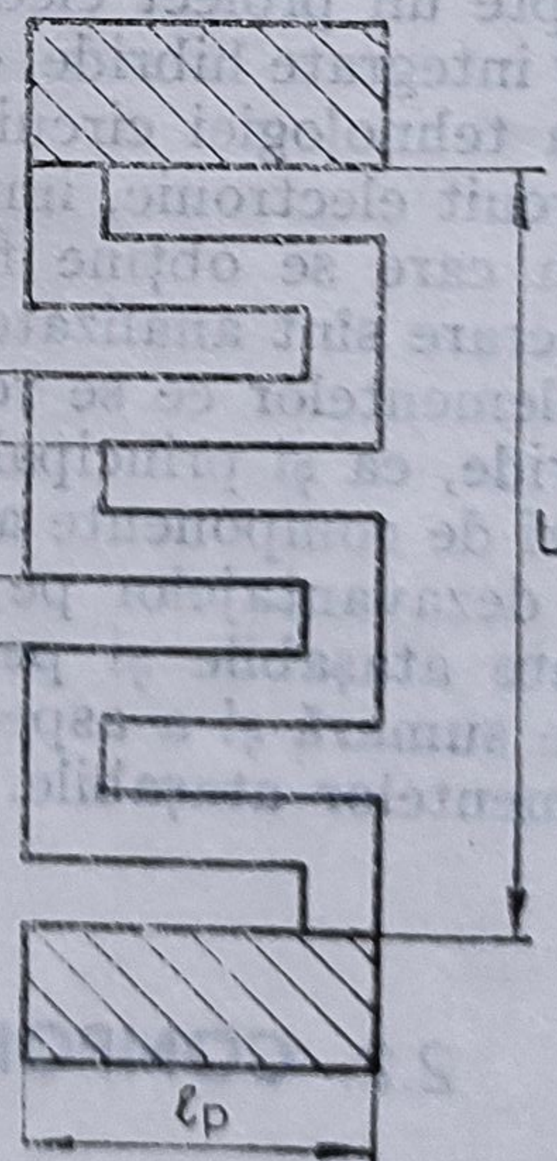


Fig. 2.2. Configurația tipică pentru rezistențe de valori mari.

Dimensiunile minime ale geometriei sînt determinate de valoarea puterii ce trebuie disipată și de stabilitățile cerute. Se calculează aria minimă a rezistenței, cu formula

$$A_R = \frac{P_d}{q}, \tag{2.1}$$

unde: A_R este aria rezistenței,
P_d — puterea ce trebuie disipată,
q — densitatea de putere admisă pentru tipul respectiv de substrat.

Depășirea densității de putere admisă conduce la o încălzire suplimentară a substratului și, implicit, la o variație a valorii rezistenței. Pentru stabilitatea admisă, temperatura maximă pe care trebuie să o atingă substratul este dată de relația

$$T = \frac{T_0}{\frac{1}{2}\ln(t/t_0) - \ln(\Delta R/R)} \text{ [°C]} \tag{2.2}$$

unde T_0 și t_0 sînt constante de material.

Ținînd cont și de temperatura mediului ambiant, temperatura stratului depus va fi dată de relația

$$T = T_A + \frac{q}{h} \text{ [°C]} \tag{2.3}$$

unde: T_A este temperatura mediului ambiant,
h — coeficientul de transfer termic local al rezistenței, care are valori de ordinul sutelor de W/m².

Notînd cu ρ rezistivitatea materialului care se va depune și cu d grosimea stratului depus, cu ajutorul formulei (2.4) se poate calcula rezistența de suprafață R_s

$$R_s = \frac{q}{d_s} \text{ [}\Omega/\square)\text{]}. \tag{2.4}$$

Numărul de pătrate, n, din care este realizată configurația rezistenței rezultă din relația

$$n = \frac{R}{R_s}. \tag{2.5}$$

Pentru configurația din fig. 2.1, se calculează lățimea l a rezistorului cu ajutorul relației

$$l = \sqrt{\frac{A_R}{n}}. \tag{2.6}$$

Lungimea L a aceluiași rezistor rezultă din relația

$$L = n \cdot l. \tag{2.7}$$

În cazul configurației de tip meandru, redată în fig. 2.2, lățimea traseului rezistiv se calculează, într-o aproximație destul de bună, cu ajutorul relației

$$l = \frac{-ns + \sqrt{n^2 s^2 + 4nA_R}}{2n}, \tag{2.8}$$

unde $A_R = l_p \cdot L_p$.

În mod uzual, se realizează configurații la care $s = 1$, caz în care lățimea l se calculează cu formula

$$l = \sqrt{\frac{A_R}{2n}}. \tag{2.9}$$

Un calcul exact al numărului de pătrate necesare pentru realizarea configurațiilor sub formă de meandru trebuie să țină cont de efectul curburilor. Cîteva din cele mai utilizate configurații, împreună cu numărul de pătrate care trebuie luat în calcul la proiectarea rezistoarelor se prezintă în fig. 2.3.

Datorită faptului că rezistoarele în tehnologiile straturilor depuse au configurația fixă, elementele parazite pot fi determinate cu precizie. Ele

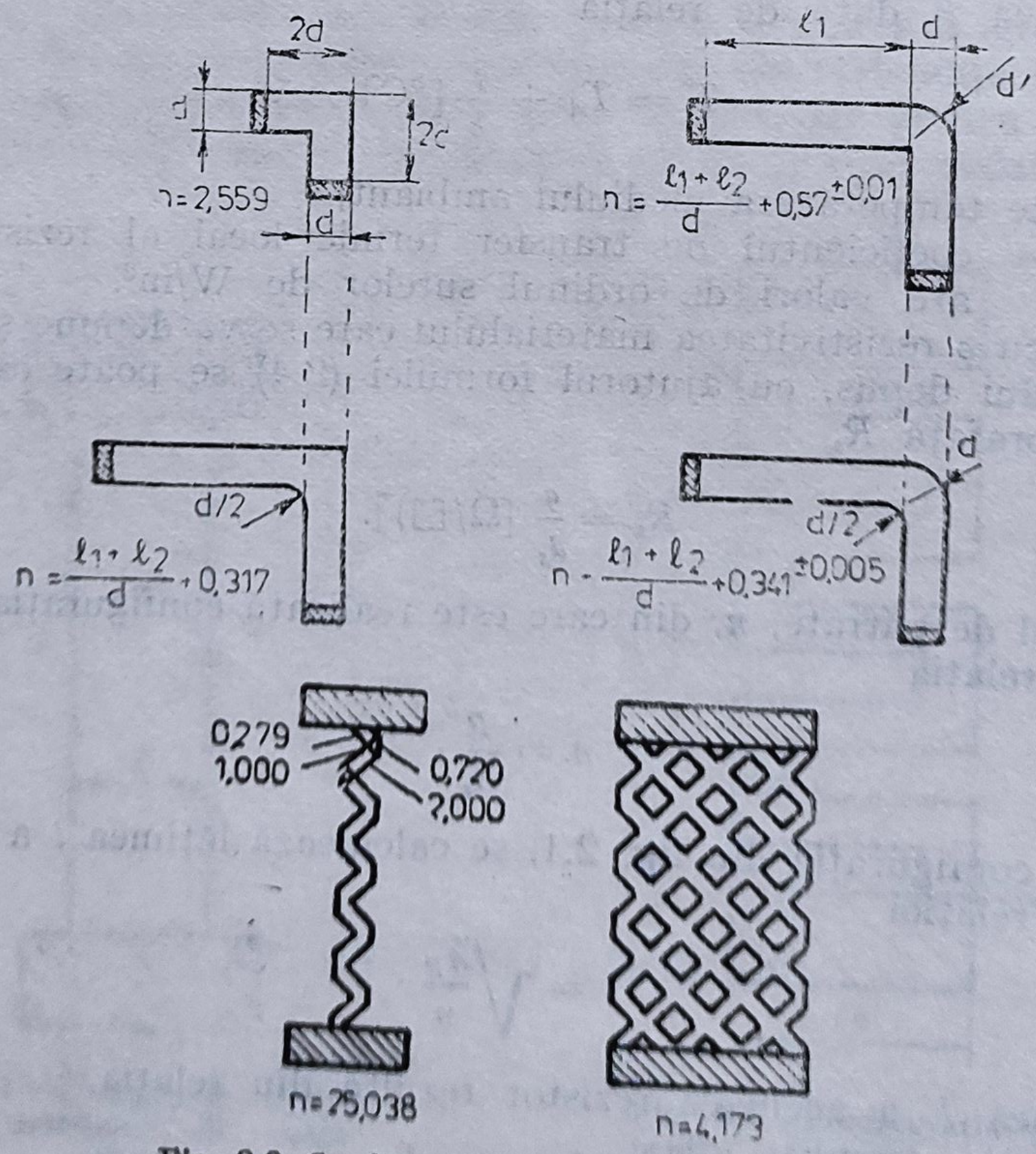


Fig. 2.3. Configurații uzuale de rezistoare.

avînd însă valori foarte mici, au influență importantă numai la înaltă frecvență. Pentru calculul lor exact, cititorul interesat poate consulta lucrări [1, 2] ce tratează în amănunt acest subiect.

Un aspect deosebit, legat de proiectarea rețelelor rezistive, îl constituie proiectarea structurilor rezistive distribuite multiterminale. Proiectare se realizează în mod eficient cu ajutorul calculatorului. Subiectul este tratat pe larg în mai multe lucrări de specialitate [3 și 4].

2.2.2. CONDENSATOARE

Proiectarea condensatoarelor constă mai mult în aplicarea criteriilor de alegere a materialelor decît în calcularea unor configurații geometrice. Cele mai importante proprietăți ale materialelor dielectrice, care influențează direct performanțele condensatoarelor, sînt: permitivitatea relativă, tensiunea de străpungere, pierderile în dielectric, stabilitatea, coeficientul de temperatură al capacității, coeficientul de tensiune al capacității și rezistența de izolație. Performanțele condensatoarelor mai sînt influențate și de pasivitatea chimică și neplaneitatea substratului, ca și de modul în care electrozii metalici modifică proprietățile stratului dielectric.

După alegerea optimă a materialelor ce se vor folosi la fabricarea condensatoarelor depuse, proiectarea propriu-zisă constă în determinarea grosimii stratului dielectric și a dimensiunilor structurii capacitive (fig. 2.4).

Grosimea d a stratului dielectric se poate determina cu ajutorul relației

$$d = \frac{V_{str}}{E_{str}}, \tag{2.10}$$

unde: V_{str} reprezintă tensiunea de străpungere a condensatorului,
E_{str} — tensiunea de străpungere a stratului.

Cunoscînd grosimea stratului depus, se determină aria activiă A_c a condensatorului, din relația

$$A_c = \frac{C \cdot d}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon}, \tag{2.11}$$

unde: C este capacitatea condensatorului,
$\varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ F/m — permitivitatea vidului.

În majoritatea cazurilor, condensatoarele se realizează într-o geometrie rectangulară, astfel încît

$$A_c = L_c \cdot l_c. \tag{2.12}$$

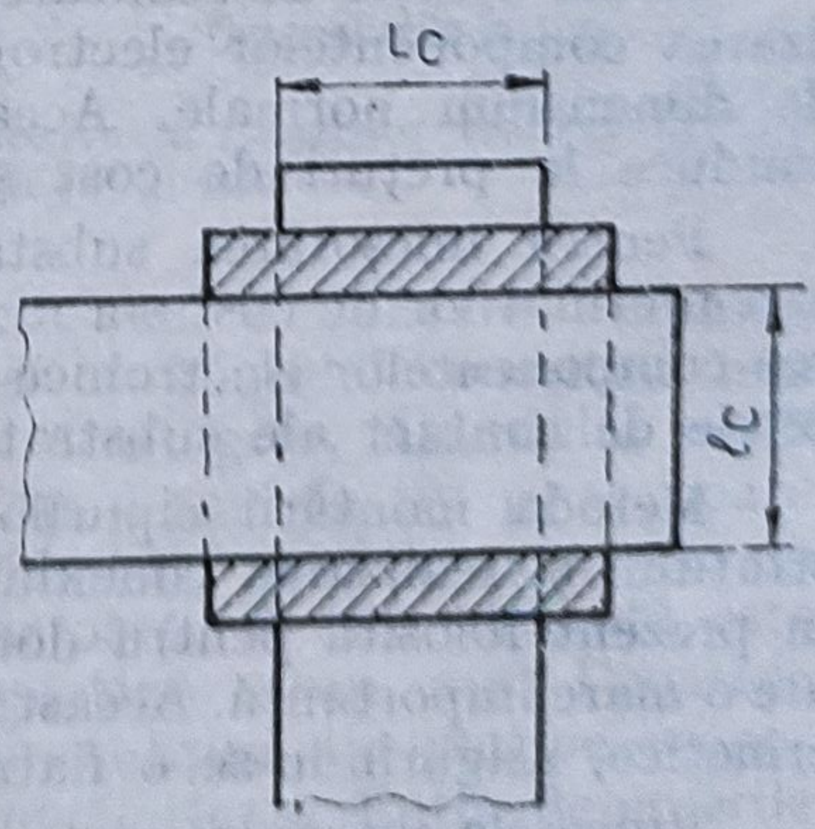


Fig. 2.4. Configurație tipică pentru condensatoare.

În proiectare trebuie luați în calcul diverși coeficienți de siguranță, ținînd

cont că, de exemplu, orice defect în structura dielectricului duce la o micşorare puternică a valorii tensiunii de străpungere a stratului.

O proiectare exactă trebuie să ia în considerare şi parametrii ce caracterizează elementele parazite, ca de exemplu rezistenţa serie, inductanţa serie, tangenta unghiului de pierderi şi curentul de fugă.

Aprofundarea acestor aspecte se poate face studiind alte lucrări ce tratează pe larg problemele respective, ca de exemplu [1 şi 2].

2.2.3. BOBINE

În mod curent, bobinele din circuitele integrate hibride nu se realizează prin tehnologiile straturilor depuse, deoarece se pot obţine numai valori foarte mici de inductanţe. Ele se fabrică prin tehnologii specifice şi se ataşează pe substraturile circuitelor. Folosirea bobinelor depuse este limitată numai la circuitele de înaltă frecvenţă. În aceste cazuri, bobinele se realizează în configuraţii similare celor prezentate în fig. 2.5.

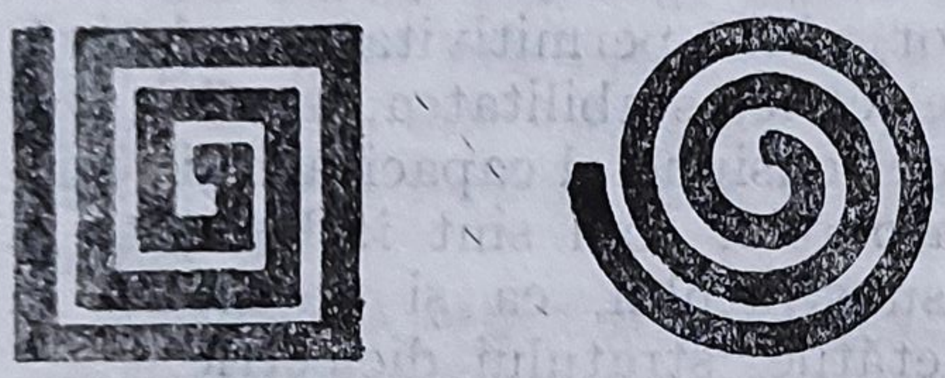


Fig. 2.5. Configuraţii de bobine realizate în straturi depuse.

Dat fiind domeniul restrîns de aplicaţii, proiectarea bobinelor depuse nu se tratează în lucrarea de faţă.

2.3. COMPONENTE ELECTRONICE ACTIVE

Prima soluţie de realizare a circuitelor integrate hibride prevedea utilizarea componentelor electronice active încapsulate în capsule standard, de dimensiuni normale. Această soluţie asigură o bună fiabilitate, dar conduce la preţuri de cost şi gabarite mari.

Pentru micşorarea substanţială atît a dimensiunilor circuitelor, cît şi a preţului lor de cost s-a recurs la o nouă soluţie, care prevedea montarea componentelor electronice active sub formă de cipuri, direct pe suprafeţele de contact ale substratului.

Metoda montării cipurilor direct pe suprafeţele de contact ale substratului şi realizarea conexiunilor prin fire de aur sau aluminiu a rămas în prezent folosită pentru domeniile în care gabaritul redus al circuitului are o mare importanţă. Această metodă se combină cu utilizarea încapsulării ermetice, asigurîndu-se o fiabilitate bună, dar la un preţ de cost ridicat.

Procesele mecanice şi termice de montare a cipurilor şi firelor supun structurile semiconductoare unor tensiuni care micşorează fiabilitatea sistemului. Realizarea conexiunilor ca parte integrantă a structurii, prin

extinderea geometrică a unor materiale ce concură la fabricaţia cipului, constituie o cale de eliminare parţială a tensionărilor generate de procesul de montaj. Extinderea geometrică a suprafeţelor de contactare de pe structură se poate face pe două direcţii: paralel cu suprafaţa structurii sau perpendicular pe suprafaţa structurii. Prima metodă poartă numele de tehnologia „beam-lead", iar cea de a doua este numită tehnologia „flip-chip".

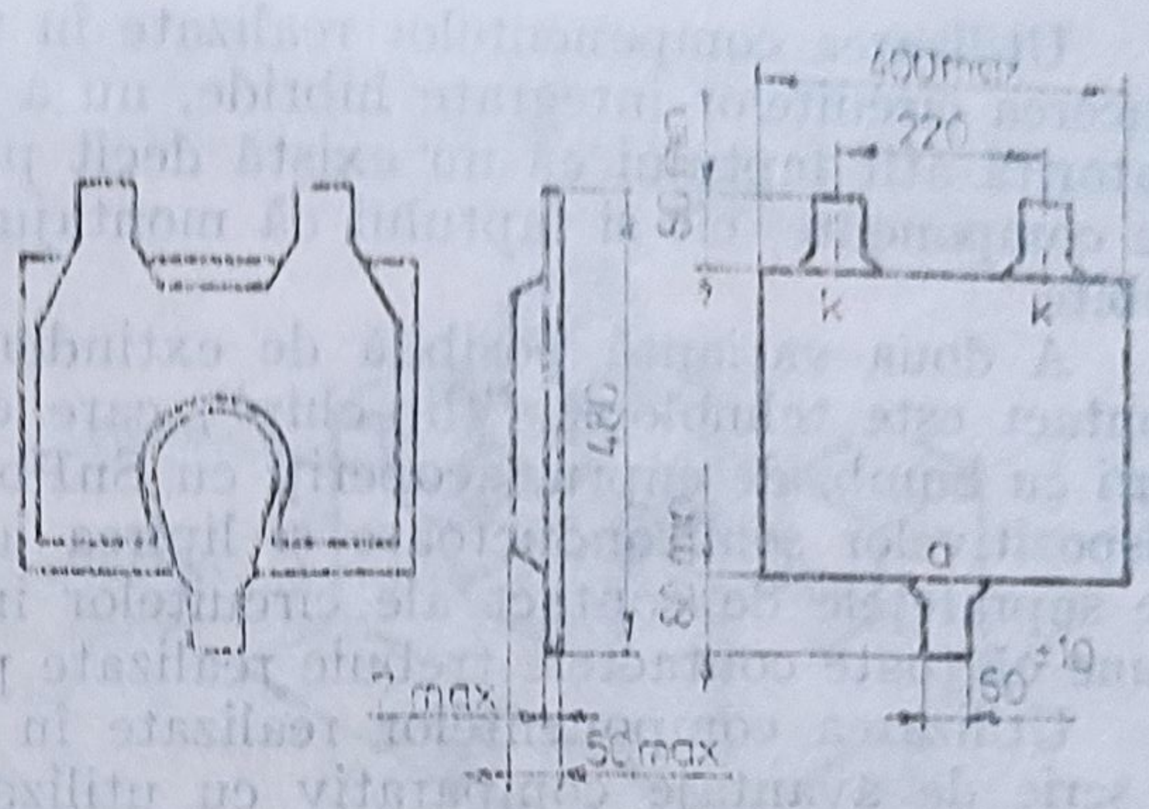


Fig. 2.6. Reprezentarea unei diode realizată în tehnologia „beam-lead"

Tehnologia „beam-lead" constă în extinderea geometriei structurii prin intermediul unor benzi metalice dincolo de marginile cipului [5]. În fig. 2.6 este arătată reprezentarea schematică a unei diode, iar în fig. 2.7 reprezentarea schematică a unui tranzistor [6].

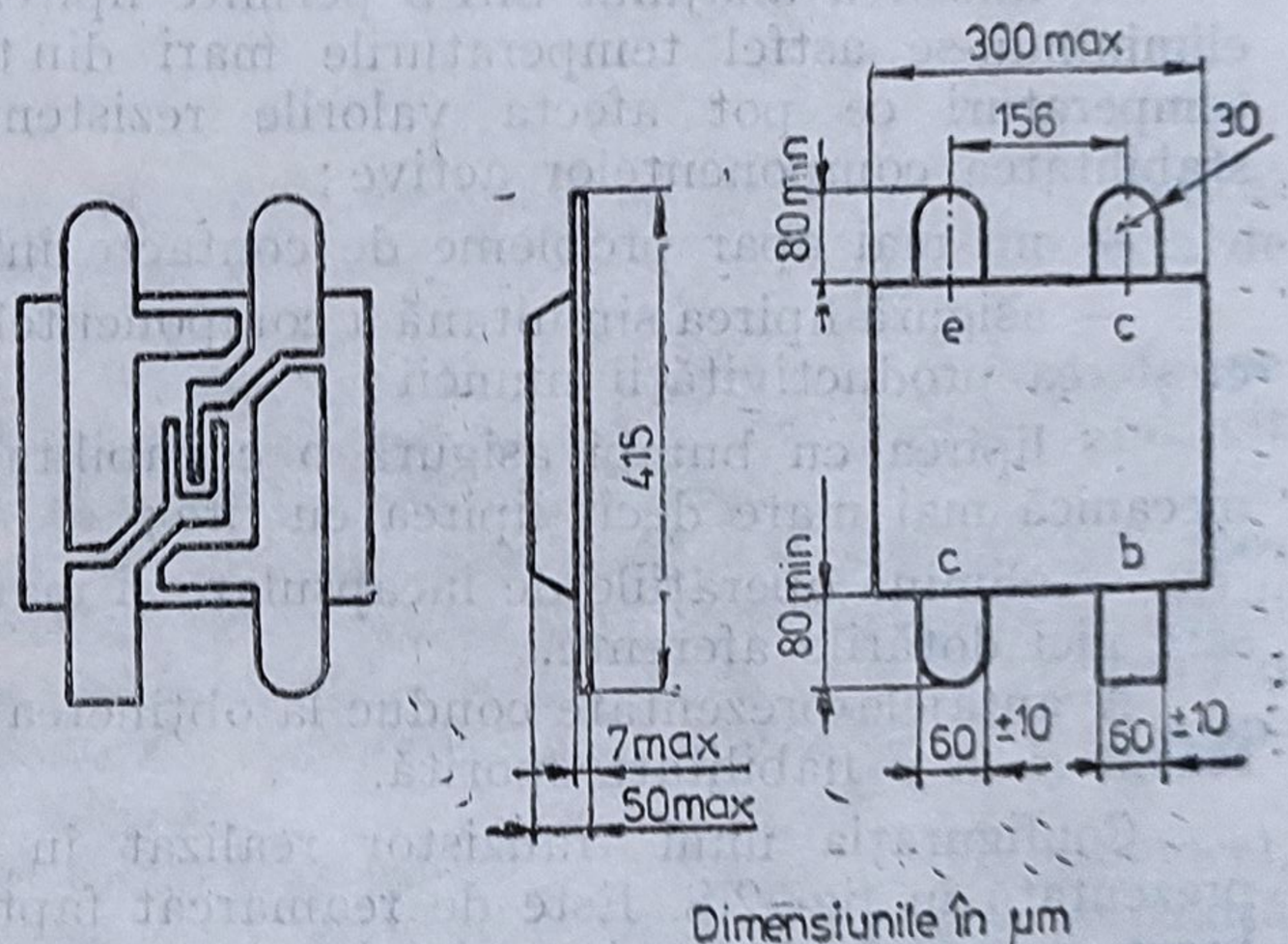


Fig. 2.7. Reprezentarea unui tranzistor realizat în tehnologie „beamlead".

O problemă importantă în realizarea tehnologiei "beam-lead" este alegerea materialului folosit pentru obţinerea conexiunilor integrate. Materialul trebuie să asigure contact ohmic fiabil atît cu metalizarea cipului, cît şi cu metalizarea substratului. Folosirea aluminiului constituie una din variantele posibile, dar trebuie depus un strat gros. Aluminiul realizează un contact ohmic bun cu siliciul de tip n sau de tip p, se poate lipi ultrasonic sau termosonic, nu necesită schimbări mari în procesele de producţie clasice ale dispozitivelor semiconductoare. O altă variantă este cea a folosirii unor metalizări suprapuse de platină, titan, aur. Deoarece stratul de aur depus prin evaporare în vid este subţire din motive economice, el trebuie îngroşat prin depunere galvanică. Unele dintre depunerile necesare nu se pot realiza prin evaporare şi atunci se recurge la utilizarea metodei pulverizării. Întrucît prin această metodă se strică starea suprafeţei cristalului de siliciu, este necesară realizarea unei pasivări cu nitrură de siliciu.

Utilizarea componentelor realizate în tehnologie „beam-lead", la producerea circuitelor integrate hibride, nu a căpătat o extindere prea mare, datorită atît faptului că nu există decît puține firme furnizoare de astfel de componente, cît și faptului că montajul lor pune unele probleme deosebite.

A doua variantă posibilă de extindere geometrică a suprafețelor de contact este tehnologia "flip-chip", care constă în realizarea unor structuri cu bumbi de cupru, acoperiți cu SnPb, pe metalizările de aluminiu ale dispozitivelor semiconductoare și lipirea acestor structuri cu fața în jos, pe suprafețele de contact ale circuitelor integrate hibride. Metoda presupune că toate contactele trebuie realizate pe aceeași față a structurii [7].

Utilizarea componentelor realizate în tehnologia "flip-chip" prezintă o serie de avantaje comparativ cu utilizarea componentelor realizate în tehnologii ce presupun conectarea structurii active cu fire. Dintre avantaje menționăm:

— nu se mai consumă aur;

— folosirea aliajului SnPb permite lipirea la temperaturi sub 300°C, eliminîndu-se astfel temperaturile mari din timpul proceselor de montaj, temperaturi ce pot afecta valorile rezistențelor depuse și pot micșora stabilitatea componentelor active;

— nu mai apar probleme de contacte între metale diferite;

— asigură lipirea simultană a componentelor pe circuit, ceea ce permite creșterea productivității muncii;

— lipirea cu bumbi asigură o capabilitate în curent și o rezistență mecanică mai mare decît lipirea cu fire;

— elimină operațiile de încapsulare și marcare, deci nu mai sînt necesare nici dotările aferente.

Avantajele prezentate conduc la obținerea unui preț de cost mult mai scăzut și la o fiabilitate sporită.

Configurația unui tranzistor realizat în tehnologia „flip-chip" este prezentată în fig. 2.8. Este de reamarcat faptul că pentru o bună echilibrare mecanică și termică, cît și pentru a se asigura o disipație cît mai bună, pe metalizarea de colector au fost crescuți electrochimic doi bumbi de contact.

Această tehnologie poate fi folosită și la realizarea circuitelor integrate monolitice. În cazul că numărul de contacte necesare este de cîteva zeci, dispunerea bumbilor se poate face pe toate cele patru laturi ale structurii. Pentru aceasta este nevoie, în mod evident, de o proiectare corespunzătoare a măștii de metalizare a structurilor.

Structura unui bumb are patru straturi: aluminiu, crom, cupru și aliaj de lipit.

Dimensiunile finale ale unui bumb de contact sînt, în general, 100 μm înălțime și 150 μm diametru. Stanarea bumbilor se poate face într-o baie cu val. Suprafețele de contact ale circuitului integrat hibrid pe care se lipesc componentele astfel realizate trebuie proiectate în așa fel încît să permită o aliniere corectă a structurii în timpul montajului.

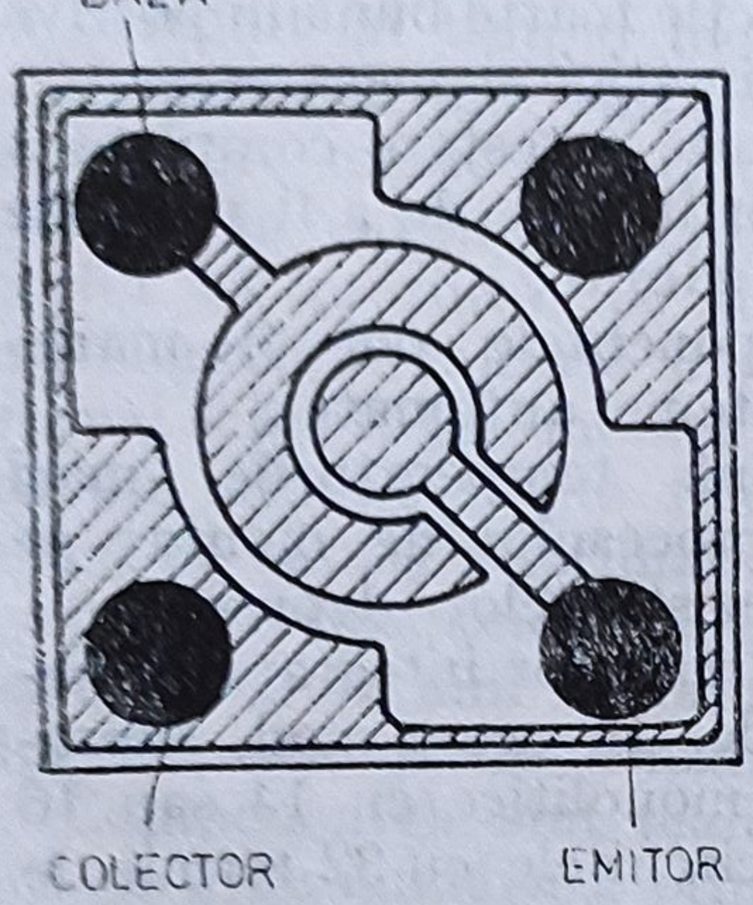


Fig. 2.8. Configurația unui tranzistor realizat în tehnologie "flip-chip".

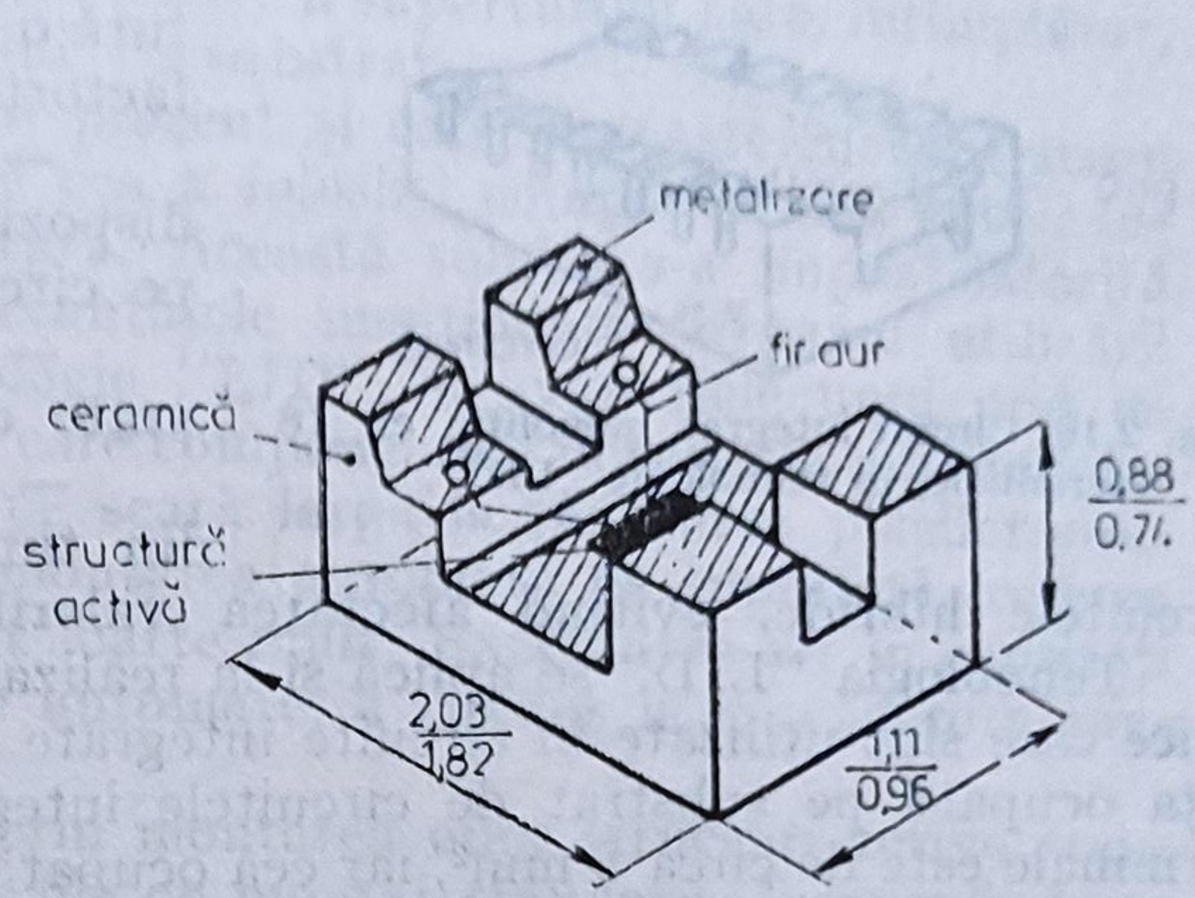


Fig. 2.9. Componentă realizată în tehnologie „LID".

Lipirea componentelor se face prin retopirea aliajului de lipit. Stratul de cupru rigid păstrează distanța necesară între structură și suprafața de contact.

Marcajul, de dimensiuni corespunzătoare, realizat din aluminiu pe spatele structurii are atît rolul de identificare a tipului dispozitivului, cît și de orientare în vederea alinierii corecte la montaj [8].

În vederea realizării unor circuite integrate hibride cu o fiabilitate sporită, la un preț de cost mai redus, s-au continuat cercetările pe linia găsirii unor soluții tehnologice de productivitate mai mare, care să permită o testare completă a componentelor electronice active înainte de a fi montate în circuitele integrate hibride.

Una dintre soluții este tehnologia "LID" (leadless inverted device), care se bazează pe montarea unei structuri într-o capsulă de ceramică (fig. 2.9) de dimensiuni foarte mici (maximum 1,1 × 2,0 × 0,9 mm pentru componentele cu două sau trei terminale). După montaj se acoperă structura și firele cu o rășină de protecție, astfel încît să nu împiedice lipirea componentei pe substrat.

Capsula este metalizată în interior cu crom și aur, montarea structurii și a firelor de contact putîndu-se face prin oricare dintre tehnologiile clasice. Suprafețele capsulei ce trebuie să realizeze contactele cu metalizările substratului circuitului integrat hibrid sînt depuse tot cu crom și aur sau pot fi eventual acoperite cu aliaj de lipit [9].

Utilizarea componentelor obținute în tehnologie "LID", la realizarea circuitelor integrate hibride, prezintă o serie de avantaje față de montarea directă pe substrat a structurilor și conectarea lor prin fire. Dintre aceste avantaje menționăm:

— asigură o rezistență mecanică mult mai bună;

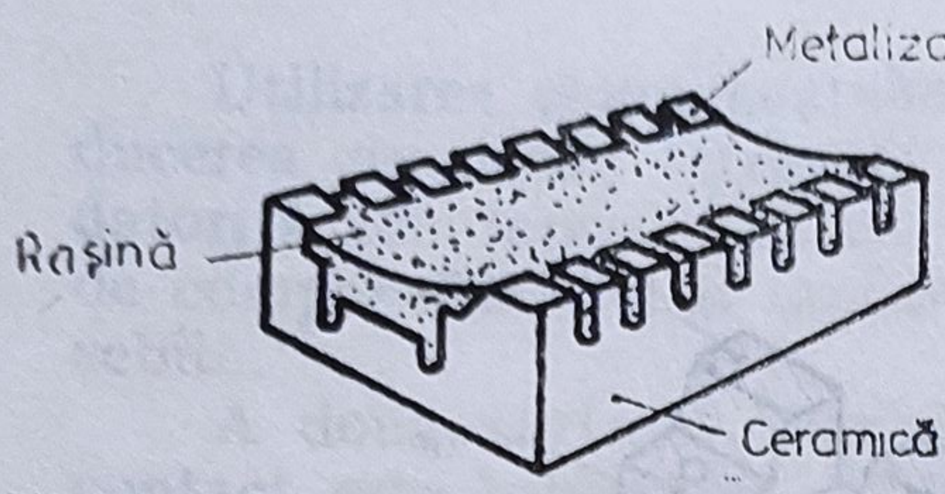


Fig. 2.10. Circuit integrat monolitic cu 16 terminale, în tehnologie „LID".

— realizează pentru fiecare structură o protecție foarte bună împotriva factorilor climatici și mecanici;

— permite o testare completă a dispozitivelor înainte de a fi montate pe circuitul hibrid;

— componentele pot fi manevrate cu sisteme automate;

— elimină temperaturile mari din timpul procesului de montaj pe circuitele hibride, evitînd afectarea valorilor rezistențelor depuse.

Tehnologia "LID" se aplică și la realizarea circuitelor integrate monolitice care sînt utilizate în circuite integrate hibride. În acest mod, suprafața ocupată pe substrat de circuitele integrate monolitice cu 14 sau 16 terminale este de circa 5 mm², iar cea ocupată de circuitele cu 32 terminale este de circa 7,5 mm². În fig. 2.10 este prezentat un circuit integrat monolitic cu 16 terminale realizat în tehnologie "LID".

O soluție de încapsulare foarte bună pentru circuitele integrate monolitice utilizate la realizarea circuitelor integrate hibride constă în adoptarea capsulei de tip "flat-pack" (capsulă plată). De exemplu, pentru circuitele cu 14 terminale, capsula poartă codul TO-86 și are dimensiunile 6,5 mm × × 6,5 mm × 1,4 mm.

Rezistența termică a capsulei plate este cu aproximativ 60% mai mare decît a unei capsule metalice de tipul TO-5 modificat, utilizată curent la încapsularea circuitelor integrate monolitice standard. Comparativ cu celelalte tipuri de capsulă în care se realizează circuitele integrate monolitice, tipul "flat-pack" prezintă dezavantajul de a fi mai dificil de manipulat.

O altă soluție tehnologică ce contribuie la creșterea productivității în fabricarea circuitelor integrate hibride constă în utilizarea unor suporturi pentru structuri ("chip carrier").

Suporturile sînt realizate din sticlă, ceramică sau plastic, cu o metalizare pentru lipirea structurilor și realizarea conexiunilor interne. Conexiunile externe se realizează prin terminale sau numai prin suprafețe de lipire. Metalizările pot fi realizate cu aluminiu, aur, cupru sau nichel.

Avantajele utilizării tehnologiei suporturilor pentru structuri sînt următoarele:

— oferă posibilitatea conectării structurilor executate în diverse tehnologii;

— pot fi folosite atît în tehnologia straturilor subțiri, cît și în tehnologia straturilor groase;

— permit realizarea trecerilor suprapuse a traseelor conductoare;

— conduc la o creștere a densității circuitelor;

— asigură o creștere a calității circuitelor integrate hibride, deoarece suporturile cu straturi sînt testate complet înainte de a fi montate pe substratul principal.

Lipirea suporturilor pentru structuri în circuitul integrat hibrid se poate face prin termocompresie sau cu ajutorul unui aliaj de lipit, asi-

gurîndu-se posibilitatea unei înlocuiri ușoare a suporturilor care, întîmplător, s-au defectat în timpul montajului pe substrat.

Metoda cea mai răspîndită în prezent și care cunoaște în continuare o dezvoltare foarte puternică este cea a folosirii componentelor active încapsulate în capsulă microminiatură. Această soluție s-a impus datorită faptului că prezintă, pe lîngă avantajele menționate în cazul utilizării componentelor realizate în tehnologie "LID", și avantajele unui preț de cost mai scăzut. Din momentul în care componentele în capsulă microminiatură au început să fie folosite pe scară largă la realizarea plăcilor electronice pe cablaj imprimat prin montarea automată pe suprafață, cererea de astfel de componente a crescut foarte mult. Executarea lor în cantități foarte mari, pe linii de fabricație automate, a condus la o scădere a prețului de cost și de vînzare.

Componentele sînt realizate prin montarea unor structuri active standard pe grile miniatură prin tehnciile de montaj standard, încapsulîndu-se apoi prin mulare în plastic. Dimensiunile capsulelor rezultate, ca și ale terminalelor, sînt foarte mici. Aceste dimensiuni sînt în prezent standardizate pe plan mondial.

Diodele și tranzistoarele de mică putere se obțin în capsulă tip SOT-23 (fig. 2.11).

În acest tip de capsulă se protejează tranzistoare cu putere pînă la 350 mW și tensiuni de lucru pînă la 250 V.

Grila pe care se montează structurile componentelor electronice este executată din bandă de dilver aurită și are aspectul prezentat în fig. 2.12.

Tranzistoarele care asigură puteri pînă la 1W sînt ermetizate în capsulă SOT-89 (fig. 2.13).

Pentru componentele electronice cu 4 terminale, ca de exemplu tiristoare de mică putere, tranzistoare cu efect de cîmp cu protecții etc., se utilizează capsula SOT-143 (fig. 2.14).

Circuitele integrate monolitice, atît liniare, cît și logice, realizate în diverse tehnologii se livrează în 8 tipuri de capsule microminiatură, avînd între 8 și 40 de terminale, codificate SO-8 (SOT-96A), SO-14 (SOT-108A), SO-16 (SOT-109A), SO-16L (SOT-162A), SO-20 (SOT-163A), SO-24 (SOT-137A), SO-28 (SOT-136A) și VSO-40 (SOT-158A), [11]. Schema unei capsule microminiatură

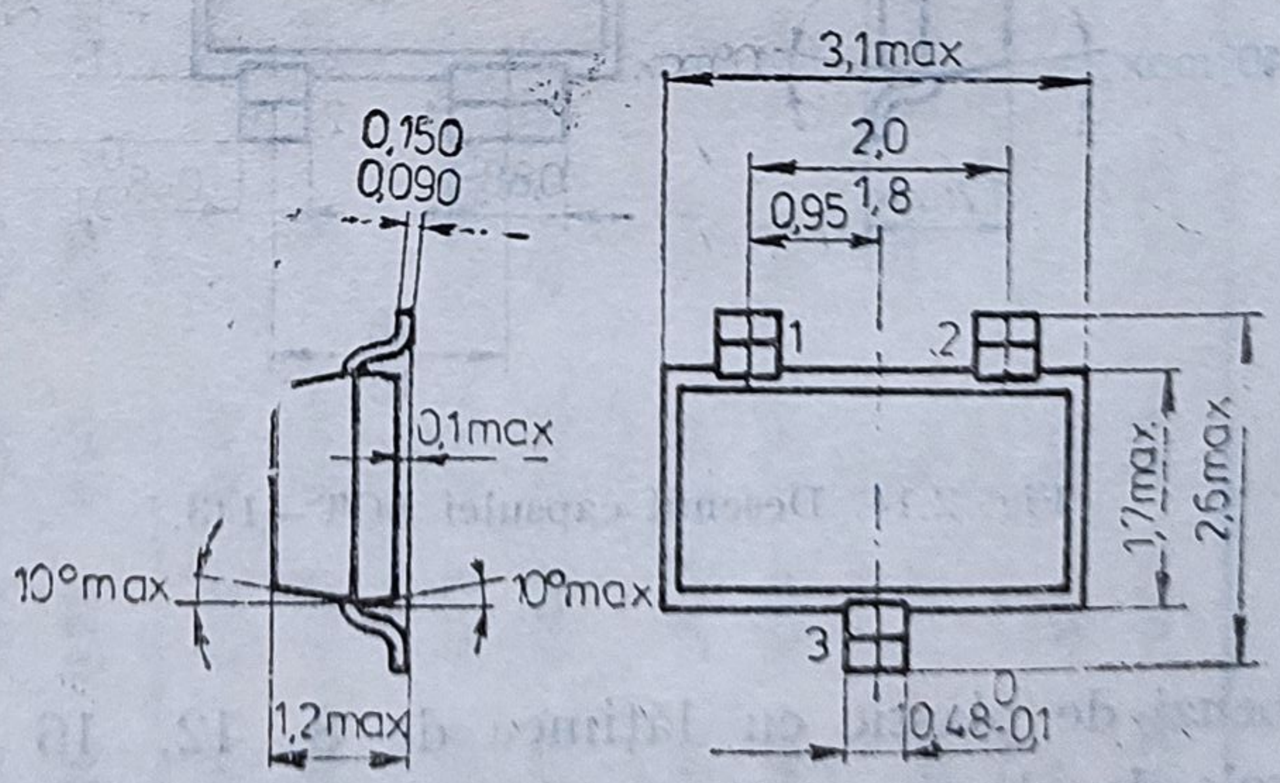


Fig. 2.11. Desenul capsulei SOT—23.

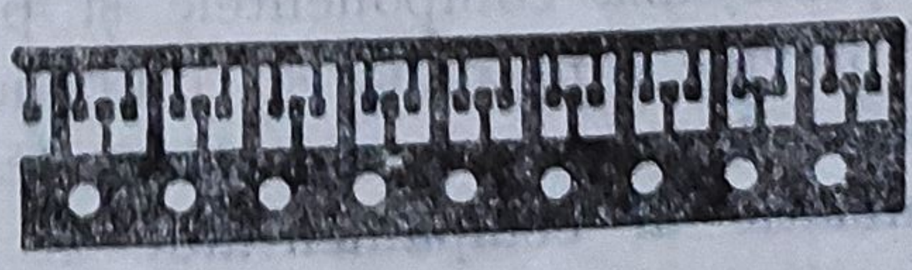


Fig. 2.12. Grilă pentru componente realizate în capsulă SOT—23.

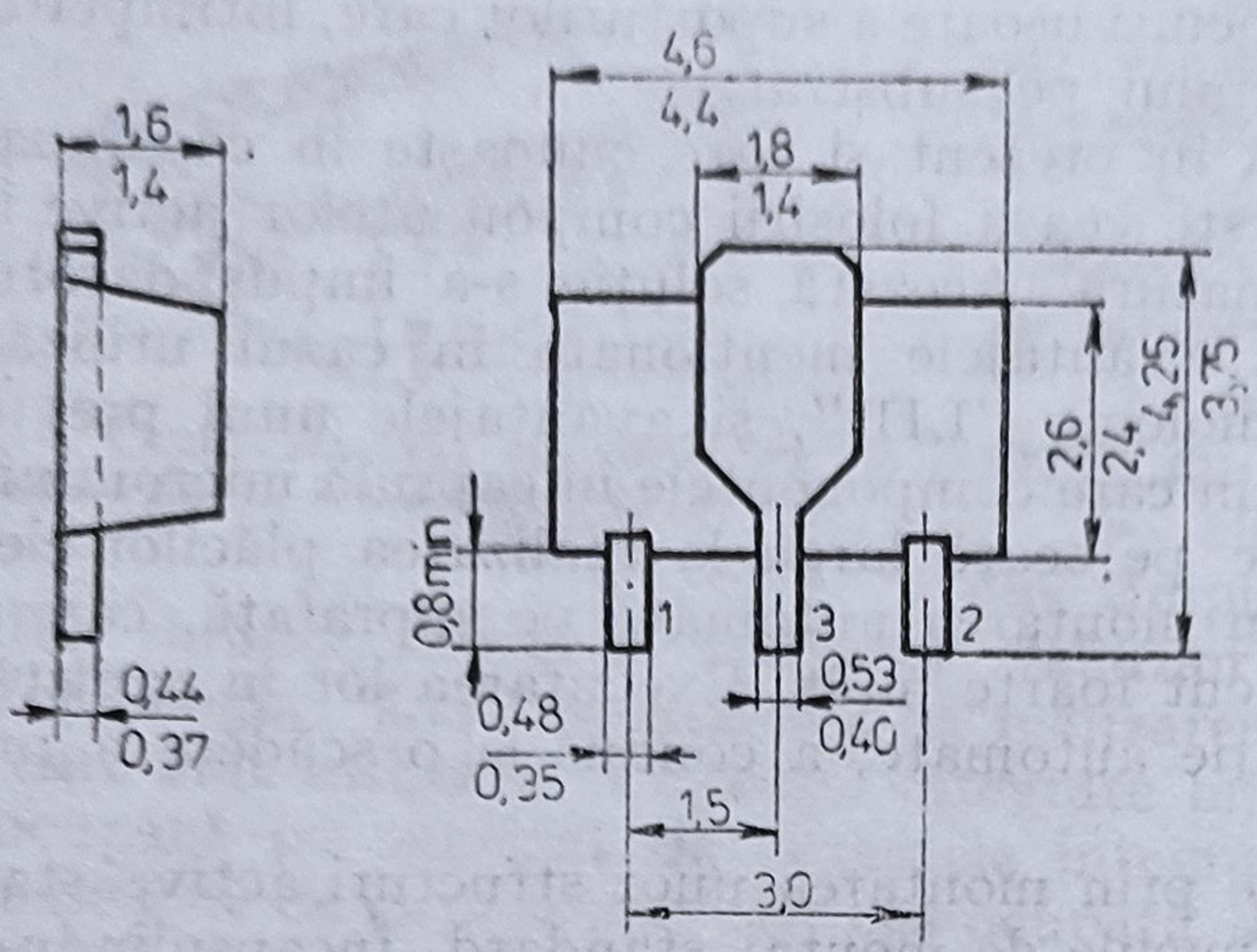


Fig. 2.13. Desenul capsulei SOT—89.

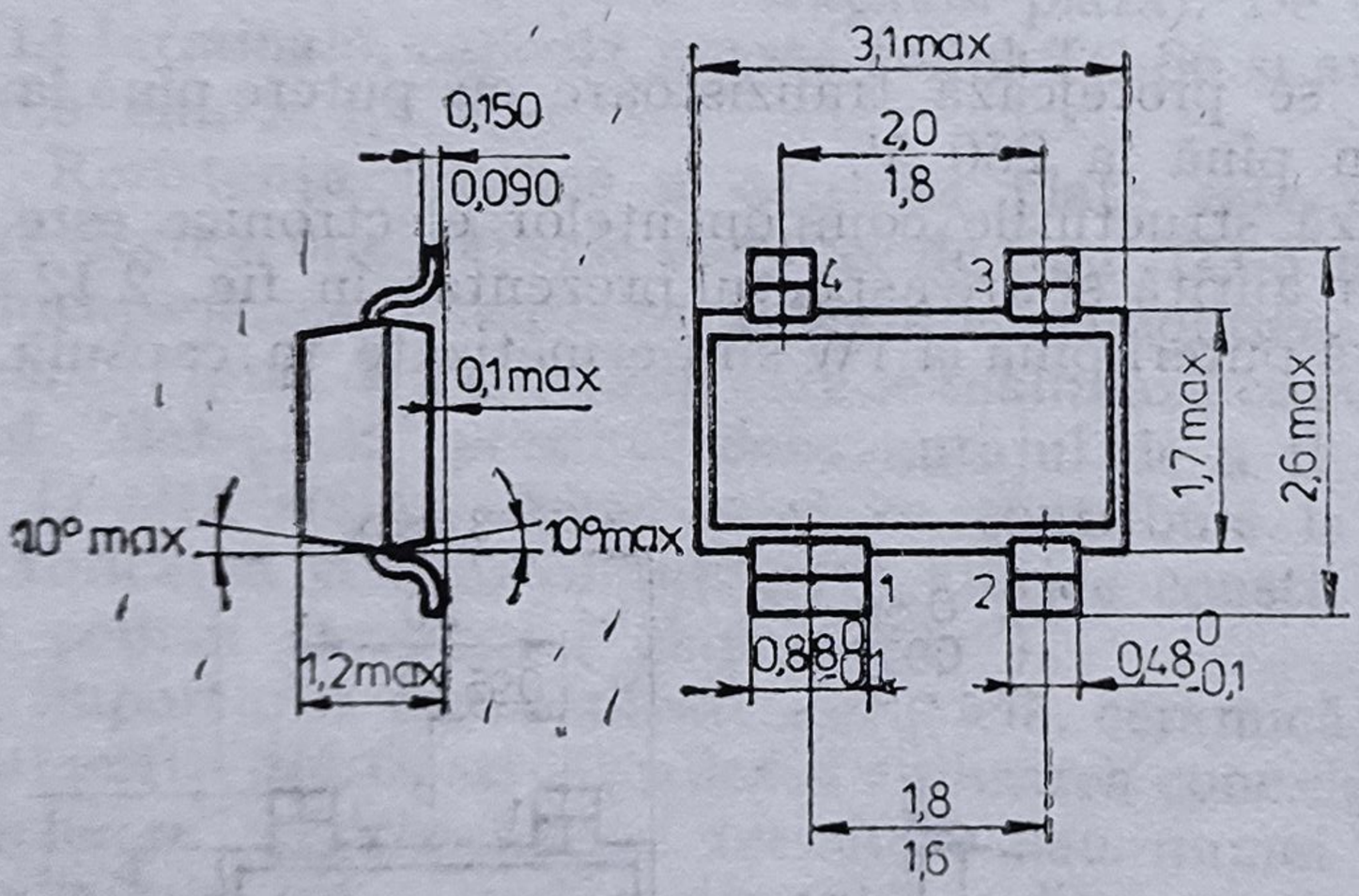


Fig. 2.14. Desenul capsulei SOT—143.

pentru circuite integrate monolitice este prezentată în fig. 2.15, cotele caracteristice fiecărui tip în parte fiind date în tabelul 2.1.

Deoarece la peste 40 de terminale nu este practic să se utilizeze capsule DIL (dual in line), se folosește sistemul de montare a structurilor pe suport (chip carrier), care are conexiunile pe cele patru laturi.

Calitatea tuturor acestor componente este mai bună decît a componentelor standard, care este, în primul rînd, o consecință a faptului că aceste componente au terminale foarte scurte, deci sînt mai rezistente la șocuri mecanice și vibrații. Din același motiv, ele au performanțe mai bune în domeniul frecvenței [12].

Pentru a putea fi folosite în montaj cu ajutorul echipamentelor automate, componentele în capsule microminiatură sînt ambalate în cavitățile unor benzi de plastic cu lățimea de 8, 12, 16 sau 24 mm, înfășurate pe role de plastic, care au diametrul între 17,5 cm și 32,5 cm. Acest tip de ambalaj are următoarele funcții:

— protejează componentele și previne ciocnirea între ele;

— previne contaminarea componentelor cu praf (care poate compromite sudabilitatea) sau murdărie (care poate compromite mecanismul vacuummatic al echipamentului de montaj automat);

— asigură orientarea corectă a componentelor la montaj;

— ușurează identificarea componentelor marcate în cod;

Tabelul 2.

Cotele capsulelor microminiatură pentru circuite integrate monolitice (în mm)

Simbol	SO						SOL								Obs.
	8 Pini		14 Pini		16 Pini		16L Pini		20 Pini		24 Pini		28 Pini		
	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
A	1,35	1,75	1,35	1,75	1,35	1,75	2,35	2,65	2,35	2,65	2,35	2,65	2,35	2,65	
A_1	0,10	0,25	0,10	0,25	0,10	0,25	0,10	0,30	0,10	0,30	0,10	0,30	0,10	0,30	
B	0,35	0,49	0,35	0,49	0,35	0,49	0,35	0,49	0,35	0,49	0,35	0,49	0,35	0,49	
C	0,19	0,25	0,19	0,25	0,19	0,25	0,23	0,32	0,23	0,32	0,23	0,32	0,23	0,32	
D	4,80	5,00	8,55	8,75	9,80	10,00	10,1	10,5	12,6	13,0	15,2	15,6	17,7	18,1	C
E	3,80	4,00	3,80	4,00	3,80	4,00	7,4	7,6	7,4	7,6	7,4	7,6	7,4	7,6	C
e	1,27	BSC	1,27	BSC	1,27	BSC	1,27	BSC	1,27	BSC	1,27	BSC	1,27	BSC	
H	5,80	6,20	5,80	6,20	5,80	6,20	10,00	10,65	10,00	10,65	10,00	10,65	10,00	10,65	
L	0,40	1,27	0,40	1,27	0,40	1,27	0,40	1,27	0,40	1,27	0,40	1,27	0,40	1,27	E
α	0°	8°	0°	8°	0°	8°	0°	8°	0°	8°	0°	8°	0°	8°	
h	0,25	0,50	0,25	0,50	0,25	0,50	0,25	0,75	0,25	0,75	0,25	0,75	0,25	0,75	D

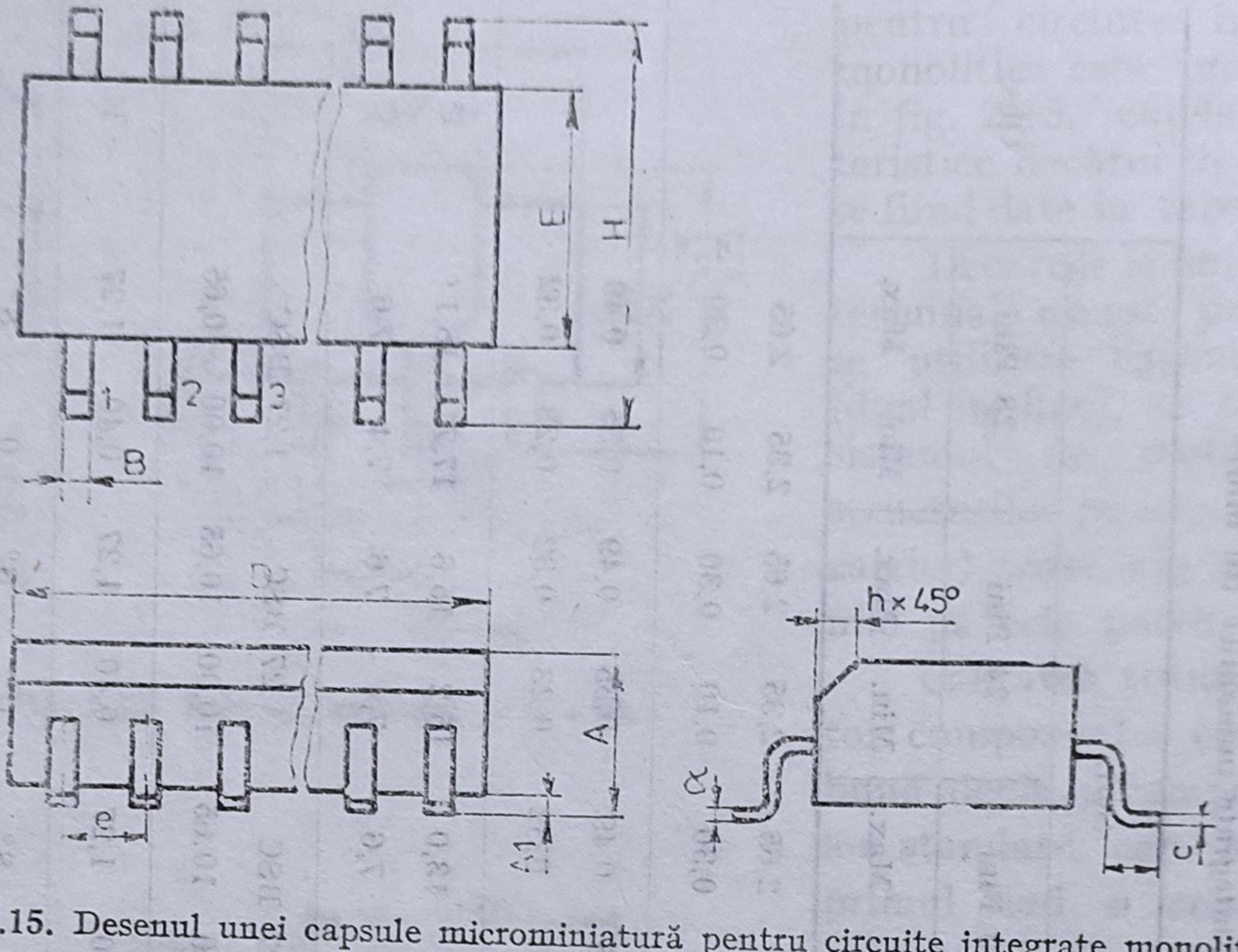


Fig. 2.15. Desenul unei capsule microminiatură pentru circuite integrate monolitice.

— permite mașinii să găsească mereu componenta necesară, în același loc și cu orientare corectă.

Toate componentele sînt testate înainte de ambalare pentru a se asigura atît calitatea, cît și orientarea corectă [13].

2.4. ELEMENTE DE TOPOLOGIE A CIRCUITELOR

Datorită substraturilor diferite pe care se realizează circuitele integrate hibride, nu se pot da reguli generale de proiectare a topologiei circuitelor. Calitatea suprafeței substraturilor, ca și conductibilitatea lor termică sînt elemente ce influențează dimensiunile ce trebuie luate în considerare în proiectare.

La proiectarea traseelor conductoare se are în vedere obținerea unei rezistențe serie cît mai mică. Se iau în considerare inductanțele și capacitățile parazite asociate traseului. Un element important rezultat din caracteristicile substratului este rezistența de izolație dintre două trasee conductoare alăturate. În general, multe dintre considerațiile de proiectare utilizate pentru rezistoare se aplică și pentru traseele conductoare.

În scopul micșorării numărului de defecte în fazele de efectuare a circuitelor integrate hibride, cît și pentru obținerea unor circuite cu fiabilitate sporită, la faza de proiectare tehnologică trebuie să se acorde o atenție deosebită stabilirii topologiei circuitelor. În prezent, se poate realiza

o proiectare optimă a topologiei unui circuit, utilizînd sistemele de proiectare grafică interactivă cu ajutorul calculatorului [14]. Pentru acesta trebuie îmbinate o serie de reguli generale de proiectare utilizate și la proiectarea cablajelor imprimate executate pe o singură față, cu anumite reguli de proiectare specifice circuitelor integrate hibride.

Cele mai mici consumuri de material se obțin pe substraturile de sticlă, în tehnologia straturilor subțiri. Acestea rezultă din faptul că se pot înfăptui trasee foarte subțiri și interspații mici. Un exemplu de dimensiuni ce se pot realiza practic, este prezentat în continuare:

— lățimea traseului conductor 125 μm,
— spațiul între două trasee conductoare 75 μm,
— spațiul între un traseu conductor și un traseu rezistiv 150 μm,
— lățimea traseului rezistiv 25 μm,
— spațiul între două părți ale unui meandru rezistiv 25 μm,
— spațiul între traseu și marginea substratului 75 μm.

Evident, în tehnologia straturilor groase, topologiile circuitelor trebuie proiectate utilizînd dimensiuni de trasee și gărzi mult mai mari.

În general, pentru traseele conductoare și pentru suprafețele de contactare se folosește același strat conductor, caracteristicile necesare fiind aceleași. Stratul de deasupra al suprafețelor de contactare trebuie să fie compatibil cu materialul ce se va lipi pe respectiva suprafață. Dimensiunile suprafeței de contactare se determină atît în funcție de dimensiunile terminalului sau de diametrul firului ce se va lipi în acel loc, cît și în funcție de metoda de lipire utilizată.

Determinarea ariilor suprafețelor pe care se contactează elementele atașabile constituie o problemă importantă în stabilirea topologiei unui anumit circuit. Unul dintre elementele care contribuie la stabilirea ariilor este dat de metoda de lipire ce va fi folosită la atașarea componentelor. Deoarece tendința actuală în fabricarea circuitelor integrate hibride constă în utilizarea componentelor realizate în capsule microminiatură, iar pentru fixarea lor, în prezent, este mai mult folosită lipirea prin retopire, vom prezenta, în continuare, regulile specifice acestui caz.

În fig. 2.16, 2.17 și 2.18 sînt redate dimensiunile optime ale suprafețelor de contactare pentru componentele realizate în capsulele tip SOT—23, SOT—89, SOT—143.

În cazul că se dorește obținerea unui circuit cu densitate mare de componente executate în capsule tip SO, trebuie să se țină cont de dimensiunile minime necesare pentru separarea traseelor conductoare de suprafețele de contactare (fig. 2.19 [15]).

Pentru alinierea corectă, în timpul proceselor tehnologice, a măștilor de realizare a circuitelor, în timpul stabilirii topologiei trebuie alese și semnele de poziționare. O serie de semne, care se pot alinia ușor, sînt prezentate în fig. 2.20.

Pentru determinarea topologiei optime a unui circuit integrat hibrid, după proiectarea exactă a acesteia, ținînd cont de limitările tehnologice, este necesară efectuarea unei analize asupra comportării termice a circui-

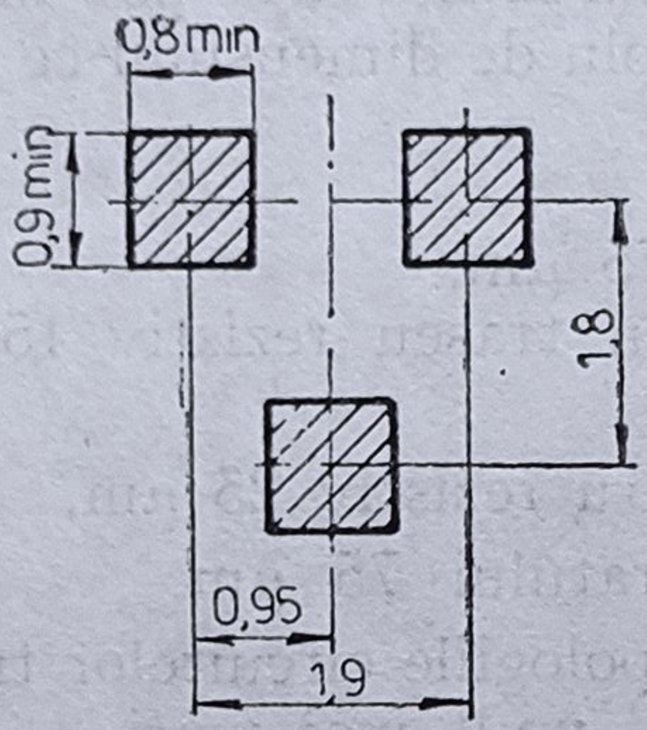


Fig. 2.16. Suprafața de contactare pentru capsula SOT—23.

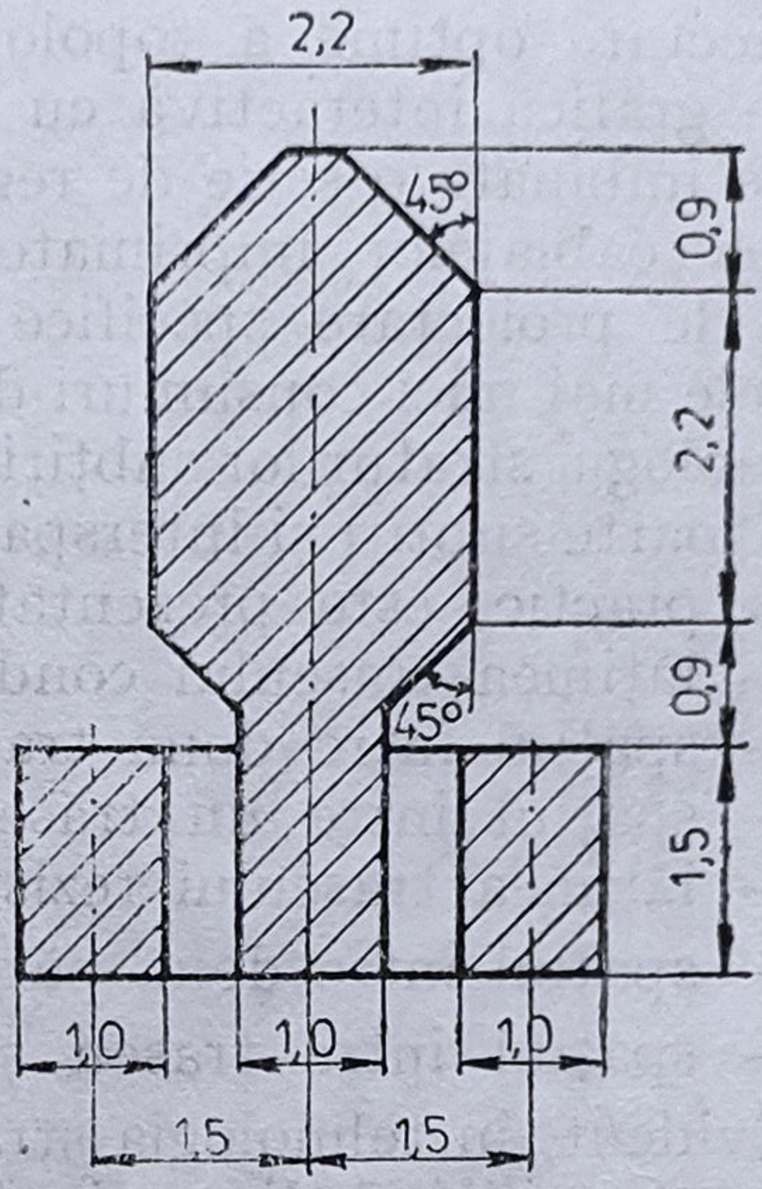


Fig. 2.17. Suprafața de contactare pentru capsula SOT—89.

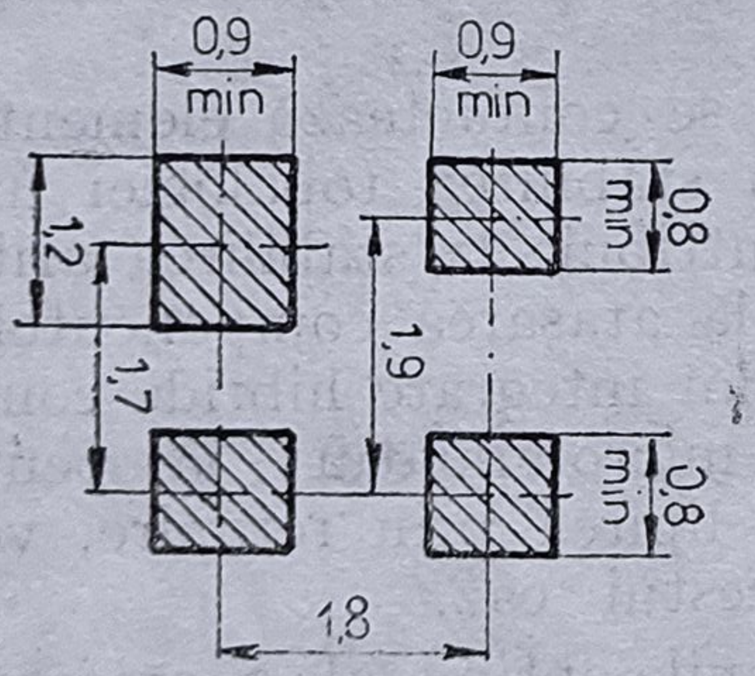


Fig. 2.18. Suprafața de contactare pentru capsula SOT—143.

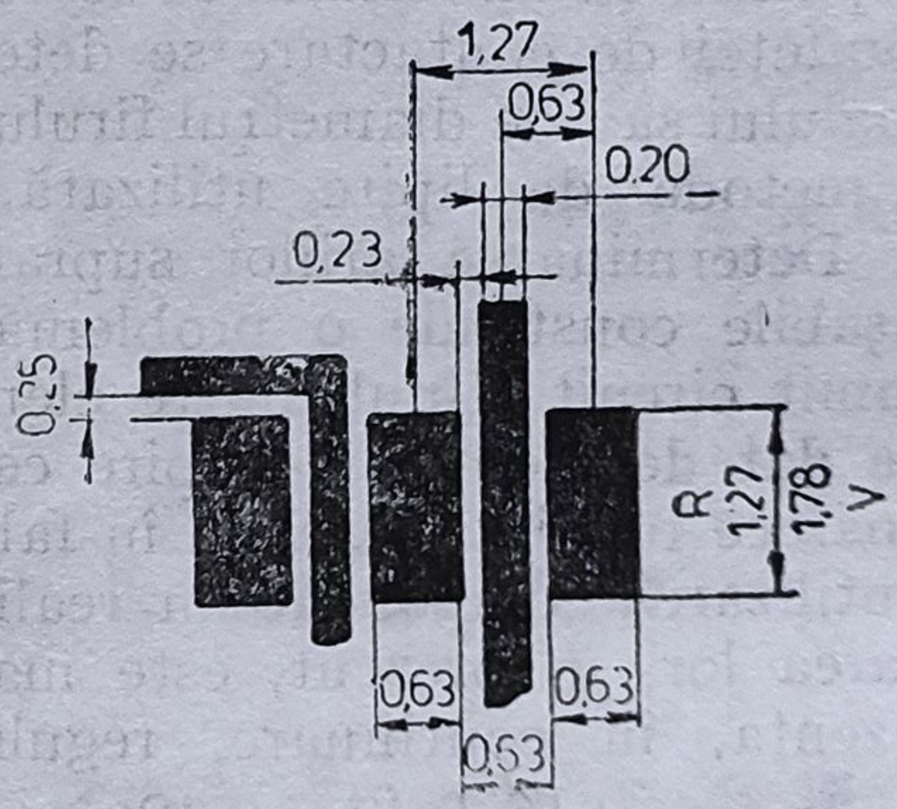


Fig. 2.19. Gărzi minime pentru densitate mare de componente în capsulă tip SO.

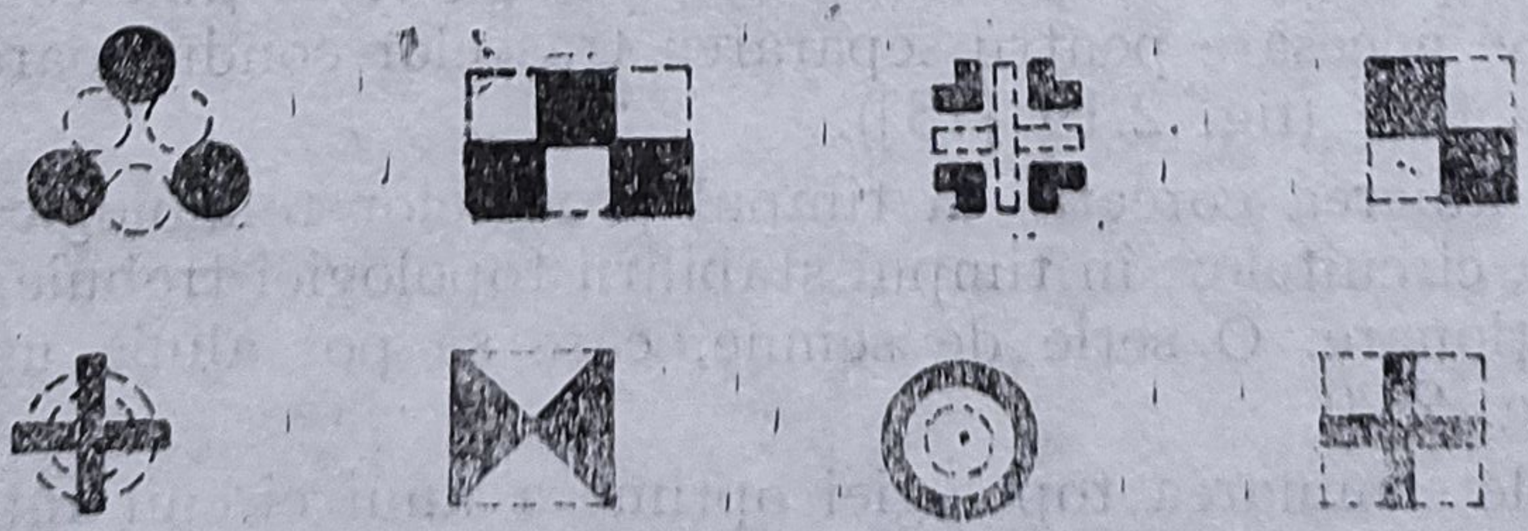


Fig. 2.20. Semne de poziționare.

tului, determinîndu-se izotermele şi punctul de temperatură maximă. De multe ori, în urma analizei termice, este necesară o corectare a topologiei determinate anterior, pentru a asigura circuitului un regim termic care să nu îi afecteze fiabilitatea.

ANEXA 2

A.2.1. Dimensionarea rezistoarelor dreptunghiulare [16], (conforme desenului din fig. 2.1)

Se utilizează următoarele notaţii:

P — puterea disipată de rezistor la temperatura maximă de lucru;
R_n — valoarea rezistorului neajustat (min. 70% din R — valoarea necesară în circuit);
P_d — densitatea admisibilă de putere a peliculei, la temperatura maximă;
ρ_s — rezistivitatea superficială a cernelii alese;
L — lungimea rezistorului;
l — lăţimea rezistorului, înainte de ajustare;
l_{min} — lăţimea rezistorului ajustat (cca $0{,}2 \div 0{,}5 \times l$);
$A_{min} = L \cdot l_{min}$ — aria rezistorului după ajustare.

Pentru *cazul* $L > 1$:

$$l = \sqrt{\frac{P \cdot \rho_s}{P_d \cdot R_n}}, \tag{A.2.1}$$

$$L = \frac{l \cdot R_n}{\rho_s}. \tag{A.2.2}$$

Pentru *cazul* $L < 1$:

$$L = \sqrt{\frac{PR_n}{P_d \cdot \rho_s}}, \tag{A.2.3}$$

$$l = \frac{L\rho_s}{R_n}. \tag{A.2.4}$$

Atît L, cît şi l trebuie să aibă valori mai mari decît cele impuse de limitările tehnologice.

În ambele cazuri se face verificarea:

$$P = P_d \cdot A_{min} = P_d \cdot L \cdot l_{min} = P_d \cdot L \cdot (0{,}2 \div 0{,}5) \cdot l. \tag{A.2.5}$$

Dacă rezultă $L > 51$, se adoptă geometria de tip meandru.

A.2.2. Dimensionarea rezistoarelor de tip meandru [16], (conforme desenului din fig. 2.2)

Se utilizează următoarele notaţii, diferite de cele din Anexa A.1.1:

L_p — lungimea totală a rezistorului;

S — distanța dintre brațele paralele;
l_p — lățimea spațiului ocupat de rezistor.
Principalele mărimi ce trebuie determinate sînt:

$$l = \sqrt{\frac{P \cdot \rho_s}{P_d \cdot R_n}}, \tag{A.2.5}$$

$$L_p = \frac{l \cdot R_n}{\rho_s}, \tag{A.2.6}$$

$$l_p \cong 0{,}75 \frac{R \cdot l}{\rho \cdot s} - L. \tag{A.2.7}$$

Atît l, cît și s este necesar să aibă valori mai mari decît cele impuse de limitările tehnologice.

Se remarcă faptul că prin folosirea unui sistem de proiectare bazat doar pe determinarea valorilor principalilor parametrii, rezistențele necesare se pot obține prin diverse configurații geometrice.

BIBLIOGRAFIE

1. Baker, D., Koehler, D. C., Fleckenstein, W. O., Roden, C. E., Sabia, R., *Physical design of electronic systems*, Prentice Hall Inc.
2. Hajdu, I., Ripka, G., *Hibrid integrált áramkörök*, Műszaki, Könyvkiadó, Budapest, 1979.
3. Homentcovschi, D., Manolescu, A., Manolescu, A. M., Burileanu, C., *Calculation of Thin Film Distributed Resistive Structures*, Proceedings of IEEE, iulie, 1978.
4. Homentcovschi, D., Manolescu, A., Manolescu, A. M., Burileanu, C., *A General Approach to Analysis of Distributed Resistive Structures*, IEEE Transaction on Electron Devices, iulie, 1978.
5. Grosjean, P., *The integrated connection a technology for hybrid integrated circuits*, Revue MBLE, vol. XIII, no. 4, 1970.
6. * * * *Beam lead semiconductor devices*, ADZAM Product News, 1975.
7. Lyman, J., *Advances in materials, components, processes, ensure hybrid prosperity in the LSI age*, Electronics, 22 july 1976.
8. Georgescu, M., Blaga, I., Malide, C., *Componente electronice realizate în tehnologie „flip-chip"*, Lucrările CAS, 1985.
9. Georgescu, M., Blaga, I., Malide, C., *Componente electronice realizate în tehnologie „LID"*, Lucrările CAS, 1985.
10. Kellner, W., Weißfloch, J., *NPN and PNP Silicon Epitaxial Tranzistors BCW60 and BCW61 in SOT 23 Packages*, Siemens Electronic Components Bulletin, vol. 4, 1971.
11. * * * *Components Designed Specifically for SMA*, Electronic Component News, no. 2, 1984.
12. * * * *SMA-Surface Mounted Assembly*, ELCOMA Bulletin, n. 34, 1984.
13. Georgescu, M., *Componente specifice tehnologiei de asamblare prin montarea pe suprafața cablajelor imprimate*, Lucrările sesiunii ICSITE, 1985.
14. Kagan, M. T., Edmondson, T. H., *The Application of Pattern Generation Capabilities to Thin Film Hybrid Substrates and Resistor Networks*, Hybrid Circuit Technology, oct. 1985.
15. Horsley, S. J., *Practical design considerations for surface mounted technology*, Electronic Production, vol. 14, n. 1, 1985.
16. Cătuneanu V. M., (coordonator). *Tehnologie electronică*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1984.

Capitolul 3

REŢELELE REZISTIVE PELICULARE DE PRECIZIE ÎN SCARĂ

3.1. INTRODUCERE

Există o varietate bogată de aplicații : filtre, egalizatoare, oscilatoare, defazoare, atenuatoare, convertoare de date etc., care utilizează rețele rezistive tip scară sau reductibile la forma scară. În acest capitol se prezintă relațiile de proiectare, tehnologia de obținere și performanțele celor mai semnificative realizări de astfel de rețele, ca module integrate hibrid.

3.2. ATENUATOARE REZISTIVE

În construcția echipamentelor electronice moderne se utilizează lanțuri de atenuatoare rezistive comutabile, cu ajutorul cărora se variază în mod controlat mărimea puterii (tensiunii sau curentului) pe care un generator o debitează într-o sarcină specificată. La baza construirii atenuatoarelor rezistive (fig. 3.1) stau celulele de atenuare în T (fig. 3.2, *a*) sau π (fig. 3.2, *b*).

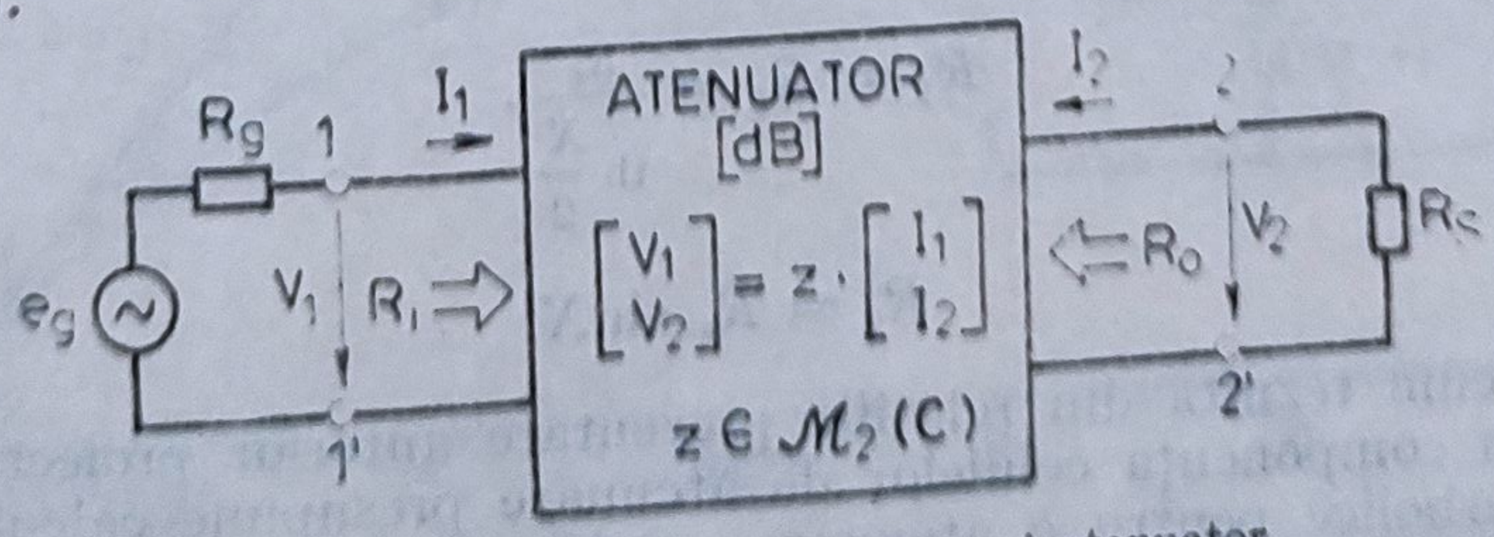


Fig. 3.1. Schema de bază a unui atenuator

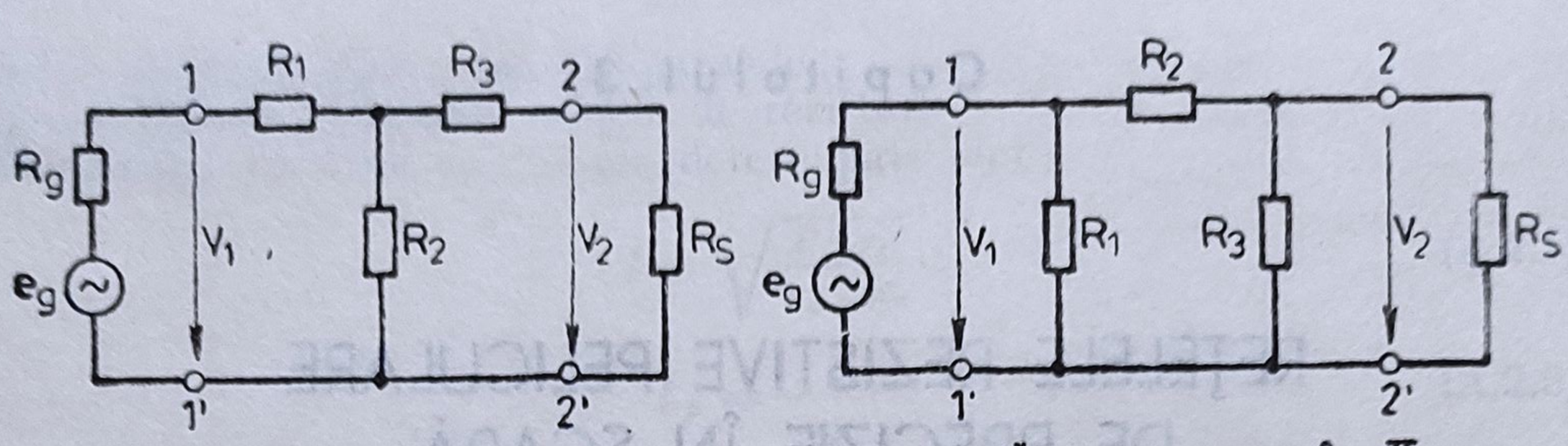


Fig. 3.2. Schema de principiu a celulelor de atenuare în T și π:
a. Celula de atenuare în T; b. Celula de atenuare în π.

3.2.1. ATENUATOARE REZISTIVE SIMETRICE ÎN T ȘI π

În aplicațiile concrete se consideră atenuatorul simetric

$$R_1 = R_3 \neq R_2, \tag{3.1}$$

adaptat atît la intrare cît și la ieșire

$$R_g = R_i = R_0 = R_s = R_c, \tag{3.2}$$

unde R_c este rezistența caracteristică.

Aplicînd teoria generală a cuadripolilor de cuplaj simetrici [4] și considerînd $X = \ln V_1/V_2$, atenuarea măsurată în neperi, se obțin relațiile de proiectare a rezistoarelor componente.

Pentru atenuatorul simetric în T

$$R_1 = R_3 = R_c \operatorname{th} \frac{X}{2}, \tag{3.3}$$

$$R_2 = \frac{R_c}{\operatorname{sh} X}, \tag{3.4}$$

respectiv pentru atenuatorul simetric în π

$$R_1 = R_3 = \frac{R_c}{\operatorname{th} \dfrac{X}{2}}, \tag{3.5}$$

$$R_2 = R_c \operatorname{sh} X. \tag{3.6}$$

După cum rezultă din relațiile prezentate anterior proiectarea rezistoarelor din componența celulelor de atenuare presupune calcularea unor funcții hiperbolice pentru o atenuare specificată.

Tabelele matematice uzuale dau, în general, valorile funcţiilor trigonometrice cu patru zecimale, ceea ce în proiectare reprezintă introducerea unei erori sistematice cu atît mai mare cu cît atenuarea este mai ridicată. De asemenea, pentru valorile mici ale atenuării X, proiectanţii sînt tentaţi să aplice aproximarea

$$\operatorname{sh} X \cong x \text{ şi } \operatorname{th} \frac{X}{2} \cong \frac{X}{2}. \tag{3.7}$$

Curbele din fig. 3.3 indică alura celor două funcţii trigonometrice relativ la bisectoarea Ox.

Se observă că pentru $X < 0{,}3$ Np (atenuări mai mici decît 3 dB), eroarea produsă prin aplicarea aproximării este în general mai mică decît 1% şi apoi creşte cu modificarea atenuării. Se remarcă, de asemenea, influenţa diferită produsă de cele două rezistoare asupra preciziei globale a atenuării. Apare, aşadar, necesară în proiectarea atenuatoarelor rezistive de precizie utilizarea valorilor numerice pentru funcţiile hiperbolice cu cel puţin 7 zecimale. Tabelul 3.1 prezintă valorile funcţiilor hiperbolice şi dependenţa rezistoarelor unei celule de atenuare simetrică în T pentru atenuări cuprinse între 1 şi 10 dB, apoi din 10 în 10 dB pînă la 60 dB.

Trebuie precizat că nu se recomandă obţinerea de atenuări mai mari de 60 dB pentru o celulă de atenuare din motive tehnologice şi de fiabilitate [5]. De asemenea, în practică structura de atenuator simetric în π este mai puţin utilizată, deoarece punerea sa în lanţ iterativ complică proiectarea în cazul alegerii unei atenuări progresive.

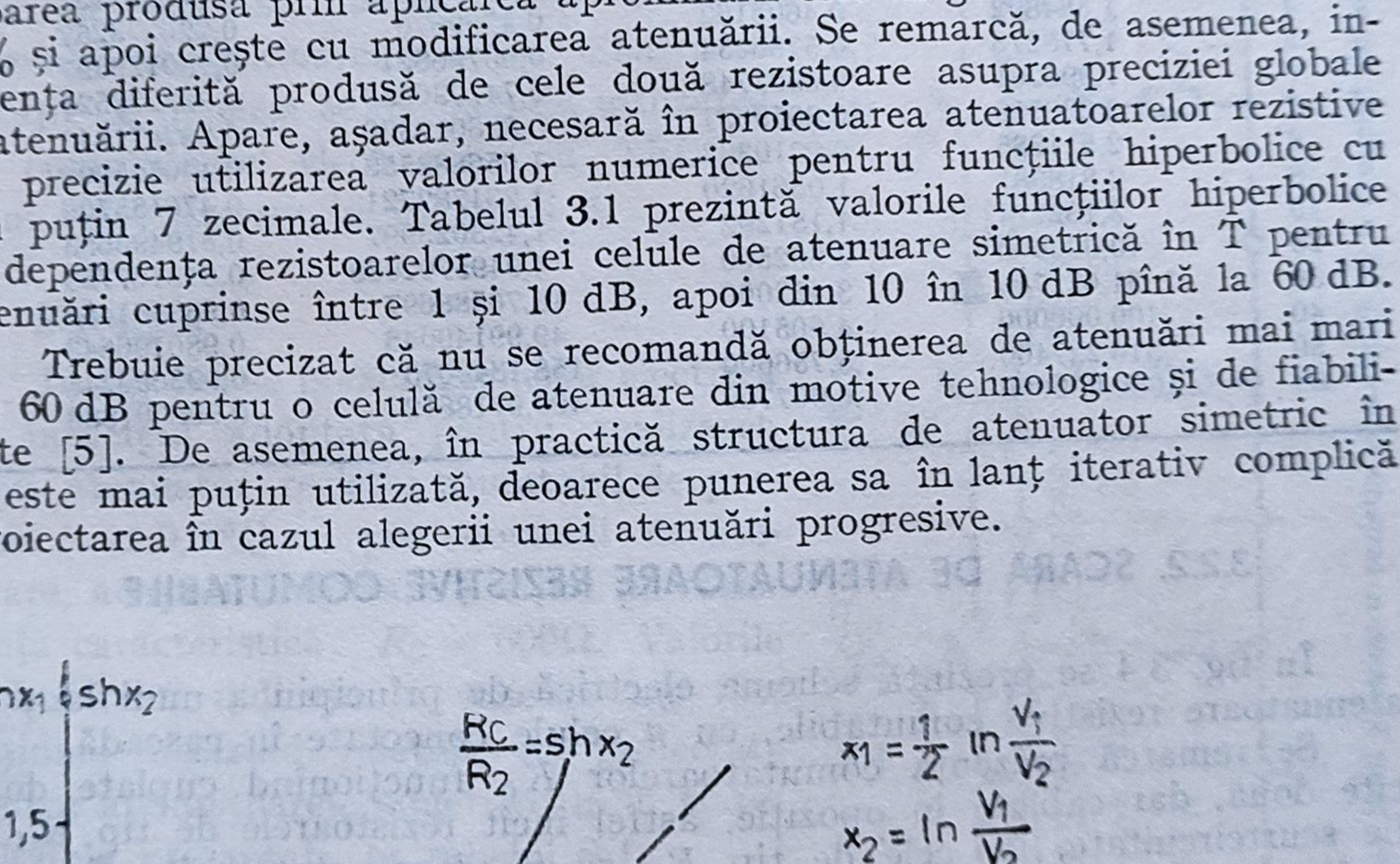


Fig. 3.3. Dependenţa funcţiilor hiperbolice de valoarea atenuării.

Tabelul 3.1

Dependențele rezistoarelor unei celule de atenuare simetrice în T, pentru diferite valori ale atenuării

N	V_1/V_2	$X = \ln V_1/V_2$	R_c/R_2	R_1/R_c
dB	$10^{N/20}$	neperi	sh X	th $X/2$
1	1,122018	0,1151288	0,115383300	0,057500901
2	1,258925	0,2302581	0,233298169	0,115383552
3	1,412537	0,3453871	0,352295388	0,170997132
4	1,584892	0,4605162	0,4769670	0,226273252
5	1,778278	0,5756454	0,60796821	0,280129597
6	1,996261	0,6907748	0,747036633	0,332278525
7	2,238719	0,8059037	0,896017320	0,382471843
8	2,511885	0,9210333	1,056888558	0,430505202
9	2,818381	1,0361620	1,231782721	0,476155706
10	3,162274	1,151292	1,423023997	0,519493653
20	10,000000	2,302500	4,9495702988	0,818167753
30	31,622740	3,452000	15,76588697	0,938581458
40	100,000000	4,605100	49,99149048	0,980196643
50	316,227400	5,756600	158,1340075	0,993696245
60	1000,000000	6,907700	499,9718612	0,998001888

3.2.2. SCARĂ DE ATENUATOARE REZISTIVE COMUTABILE

În fig. 3.4 se prezintă schema electrică de principiu a unui lanț de atenuatoare rezistive comutabile, cu n celule conectate în cascadă.

Se remarcă prezența comutatoarelor K_i, funcționînd cuplate două cîte două, dar cablate în opoziție, astfel încît rezistoarele de tip R_{1i} să fie scurtcircuitate, iar cele de tip R_{2i} să fie deconectate atîta timp cît se dorește eliminarea celulei de atenuare în discuție. Astfel de atenuatoare

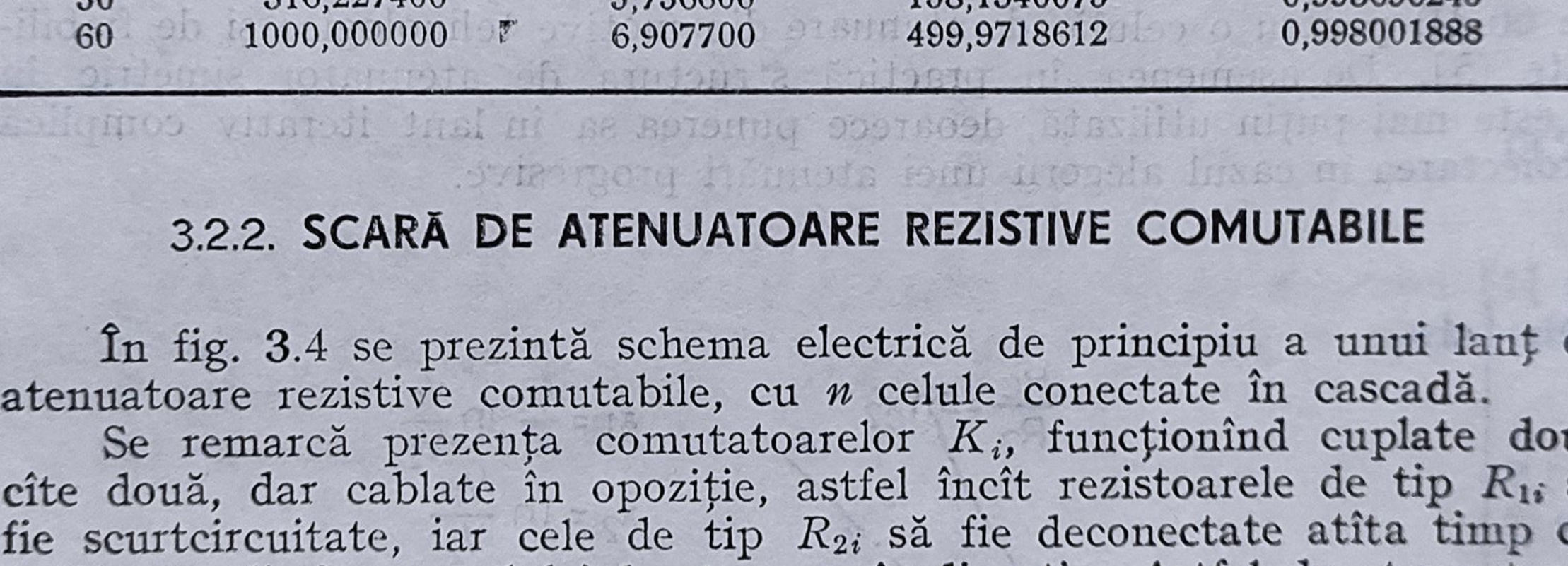


Fig. 3.4. Scară de atenuatoare rezistive comutabile.

se realizează adaptate la intrare și ieșire pe rezistențe caracteristice standardizate 50 Ω, 75 Ω, 600 Ω și sînt destinate în special funcționării în domeniul frecvențelor cuprinse între 0—100 kHz. Realizat ca circuit integrat hibrid cu pelicule subțiri [5], sistemul propus poate să funcționeze pînă la 10 MHz, aproape de limita maximă în frecvență a rezistoarelor utilizate. Limitarea în frecvență provine de altfel în cea mai mare parte datorită prezenței comutatoarelor duble. Pentru aplicații de precizie se recomandă utilizarea de comutatoare electronice cu TEC de tipul celor expuse în capitolul 4.

Exemplu

În fig. 3.5 se prezintă schema electrică de principiu adoptată pentru realizarea unui atenuator rezistiv comutabil de precizie ($\varepsilon < 0{,}5\%$) cu șase domenii de atenuare, adaptat la intrare și ieșire pe rezistența caracteristică: $R_C = 600\Omega$. Valorile rezistoarelor indicate în schemă au fost obținute utilizînd relațiile de proiectare pentru atenuatoarele simetrice în T și rezultatele prezentate în tabelul 3.1.

Prin comutarea celor șase celule de atenuare se pot obține atenuări reglabile de la 0 la 45 dB, din dB în dB. Tabelul 3.2 prezintă comutările de efectuat pentru a obține aceste atenuări (cifra 0 semnifică eliminarea din circuit iar cifra 1 conectarea în circuit a celulei respective).

Proiectarea adecvată a geometriei fiecărui rezistor, compartimentarea celulelor de atenuare și ecranarea lor poate asigura funcționarea atenuatorului pînă la frecvențe de cîțiva zeci de MHz.

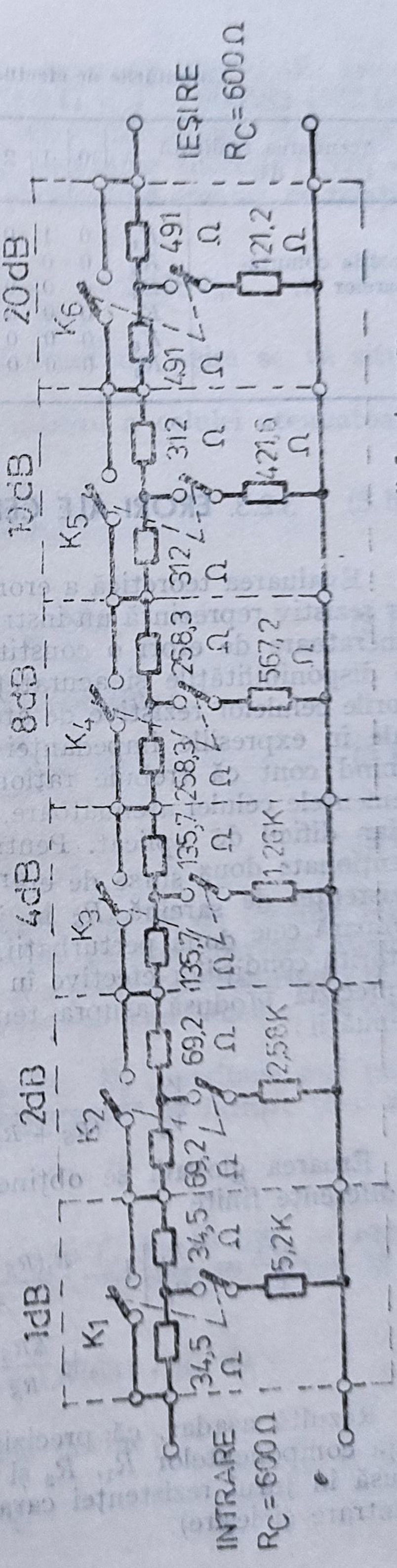


Fig. 3.5. Schema unui atenuator rezistiv comutabil cu 6 domenii de atenuare.

Tabelul 3.2

Comutările de efectuat pentru obținerea atenuărilor specificate

Atenuarea realizată dB		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	...	20	...	30	...	40	41	42	43	44	45
Poziția comutatoarelor K_i	K_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	...	0	...	0	...	0	1	0	1	0	1
	K_2	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	...	0	...	0	...	1	1	0	0	1	1
	K_3	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	...	0	...	0	...	0	0	1	1	1	1
	K_4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	...	0	...	0	...	1	1	1	1	1	1
	K_5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	...	0	...	1	...	1	1	1	1	1	1
	K_6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	1	...	1	...	1	1	1	1	1	1

3.2.3. ERORI ALE CELULELOR REZISTIVE DE ATENUARE

Evaluarea teoretică a erorilor care compromit parametrii unui atenuator rezistiv reprezintă un instrument prețios în proiectare. Sursa principală generatoare de erori o constituie desigur imprecizia rezistoarelor, dictată de disponibilitățile și acuratețea procesului tehnologic. Pentru a aprecia erorile celulelor rezistive de atenuare se utilizează calculul derivatelor parțiale în expresiile impedanței de intrare și a caracteristicii de transfer. Ținînd cont că trebuie raționat pe formule complexe care conțin toate elementele celulei atenuatoare, modul de calcul devine complicat și uneori chiar dificil de aplicat. Pentru atenuatoarele simetrice ($R_1 = R_3$), pot fi menționate două surse de erori: toleranța rezistoarelor R_1, R_2 și variația rezistenței de sarcină R_S în jurul rezistenței caracteristice R_C. Dacă se compară cele două perturbații, se constată că a doua este mai deranjantă datorită condițiilor efective în care lucrează atenuatorul. Pentru a evalua imprecizia produsă asupra tensiunii de ieșire, se pornește de la formula atenuării:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2 \cdot R_S}{(R_S + R_3)(R_1 + R_2) + R_1 R_2} = \frac{R_2 \cdot R_S}{A}. \tag{3.8}$$

Eroarea globală se obține calculînd derivata logaritmică și trecînd la diferențe finite

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \frac{\Delta R_1}{R_1}\left[1 - \frac{R_1(R_S + R_C)}{A}\right] + \frac{\Delta R_2}{R_2}\left[1 - \frac{R_2(2R_1 + R_S)}{A}\right] + \\ + \frac{\Delta R_S}{R_S}\left[1 - \frac{R_S(R_1 + R_2)}{A}\right]. \tag{3.9}$$

Rezultă așadar, că precizia atenuării este puternic afectată de toleranța componentelor R_1, R_2 și rămîne constantă pentru o plajă destul de redusă în jurul rezistenței caracteristice R_C (atenuatorul perfect adaptat la intrare și ieșire).

Exemplu

Considerînd o celulă simetrică în T, cu atenuarea de 10 dB, avem $R_1 = R_3 = 312\,\Omega$, $R_2 = 421{,}6\,\Omega$, $R_S = R_C = 600\,\Omega$ și $A = 800582{,}4522\,\Omega^2$.

Dacă toate componentele sînt realizate într-o tehnologie ce asigură după ajustare toleranțe mai mici de $\pm 0{,}5\%$, se obține succesiv: $\Delta R_1 = \Delta R_3 = 1{,}56\,\Omega$, $\Delta R_2 = 2{,}108\,\Omega$, $\Delta R_S = 3\Omega$ și calculînd eroarea cu relația (3.49) avem

$$\left(\frac{\Delta V_2}{V_2}\right)_{min} = 0{,}748\%, \text{ respectiv } \left(\frac{\Delta V_2}{V_2}\right)_{max} = 2{,}058\%.$$

În practică, eroarea produsă asupra tensiunii de ieșire se va situa între aceste valori extreme.

Un calcul similar pentru rezistența de intrare a celulei atenuatoare în T

$$R_i = R_1 + \frac{R_2(R_3 + R_S)}{R_2 + R_3 + R_S} \tag{3.10}$$

conduce la eroarea globală

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{B} + \frac{\Delta R_3}{C} + \frac{\Delta R_S}{C}. \tag{3.11}$$

Pentru simplificarea calculelor, s-au adoptat notațiile:

$$\frac{1}{B} = \frac{1}{R_2} \pm \frac{1}{R_2 + R_3 + R_S}, \tag{3.12}$$

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{R_3 + R_S} \pm \frac{1}{R_2 + R_3 + R_S}. \tag{3.13}$$

Se constată că rezistența de intrare depinde sensibil de precizia rezistoarelor componente (R_1, R_2), dar și de sarcina pe care lucrează atenuatorul (R_S). Dacă se reprezintă grafic dependența erorii produse asupra rezistenței de intrare, funcție de abaterile elementelor componente, se obțin curbele prezentate în fig. 3.6.

Din analiza graficului rezultă că rezistorul R_2 contribuie mai puțin decît rezistorul R_1 la eroarea globală a rezistenței de intrare (mai ales pentru atenuări mai mari decît 10 dB).

Exemplu

Pentru aceeași celulă atenuatoare simetrică în T, de 10 dB, se obține — considerînd cazul cel mai defavorabil — cînd în relațiile (3.12), (3.13) se aleg sumele:

$$\frac{1}{B} = 3{,}12177 \cdot 10^{-3}\Omega^{-1} \text{ și } \frac{1}{C} = 1{,}84634 \cdot 10^{-3}\Omega^{-1}$$

Estimarea maximală a preciziei globale devine:

$$\left(\frac{\Delta R_i}{R_i}\right)_{max} \cong 2\%.$$

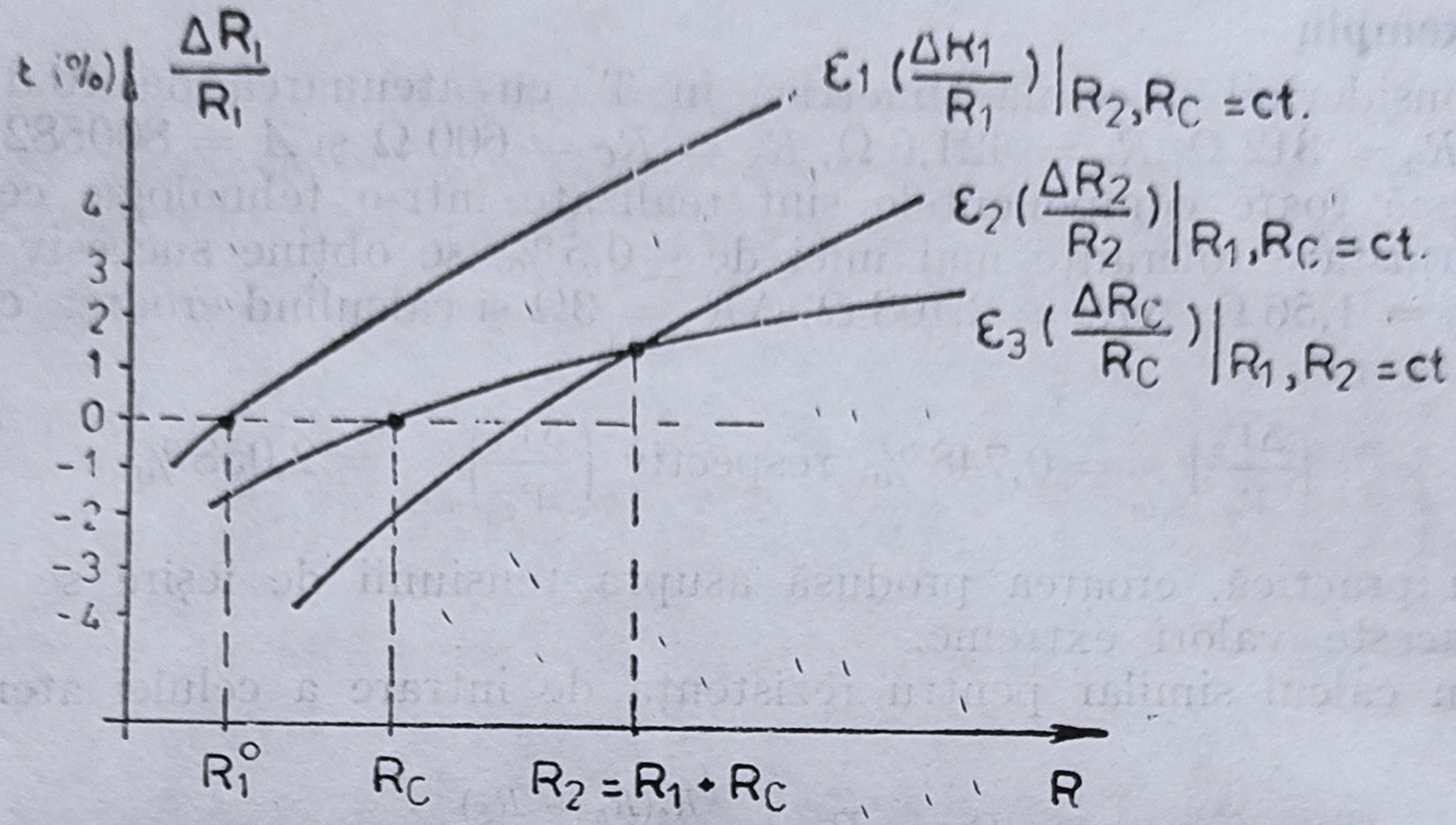


Fig. 3.6. Dependența erorii rezistenței de intrare de toleranța elementelor componente.

3.3. REȚELE REZISTIVE DE CONVERSIE

În aplicațiile de conversie numeric-analogică (CNA) se utilizează rețel rezistive, scară de precizie tip R—2R (comandate în tensiune sau curent, sau rețele rezistive cu rezistoare ponderate. Precizia obținută la conversie depinde de precizia și stabilitatea rezistoarelor din componența rețelei. Datorită facilităților de ajustare funcțională, tehnologia peliculelor subțiri sau groase este predestinată la realizarea rețelelor rezistive de conversie. Ca urmare, convertorul de precizie se integrează monolitic, cu excepția rețelei de conversie, care se integrează hibrid [9].

3.3.1. REȚELE REZISTIVE DE CONVERSIE CU REZISTOARE PONDERATE

În fig. 3.7 se prezintă schema electrică de principiu a unei rețele rezistive de conversie cu rezistoare ponderate, care servește la conversia numerelor binare cu n ranguri. Prin comandă numerică, comutatoarele electronice C_K conectează rețeaua de conversie fie la sursa de referință V_{ref} (a_K = "1"), fie la masă (a_K = "0"). Tensiunea de ieșire se poate calcula ușor, considerînd că numai cheia C_K conectează rețeaua la sursa de referință și aplicînd apoi teorema superpoziției pentru cazul general cînd toate intrările rețelei sînt conectate simultan. Se obține relația [8]

$$V_0 = \frac{V_{ref}}{2^{n-1}\left(\frac{1}{R_0} + \sum_{K=0}^{n-1} \frac{1}{R_K}\right)} \frac{1}{R} \sum_{K=0}^{n-1} a_K \cdot 2^K, \qquad (3.14)$$

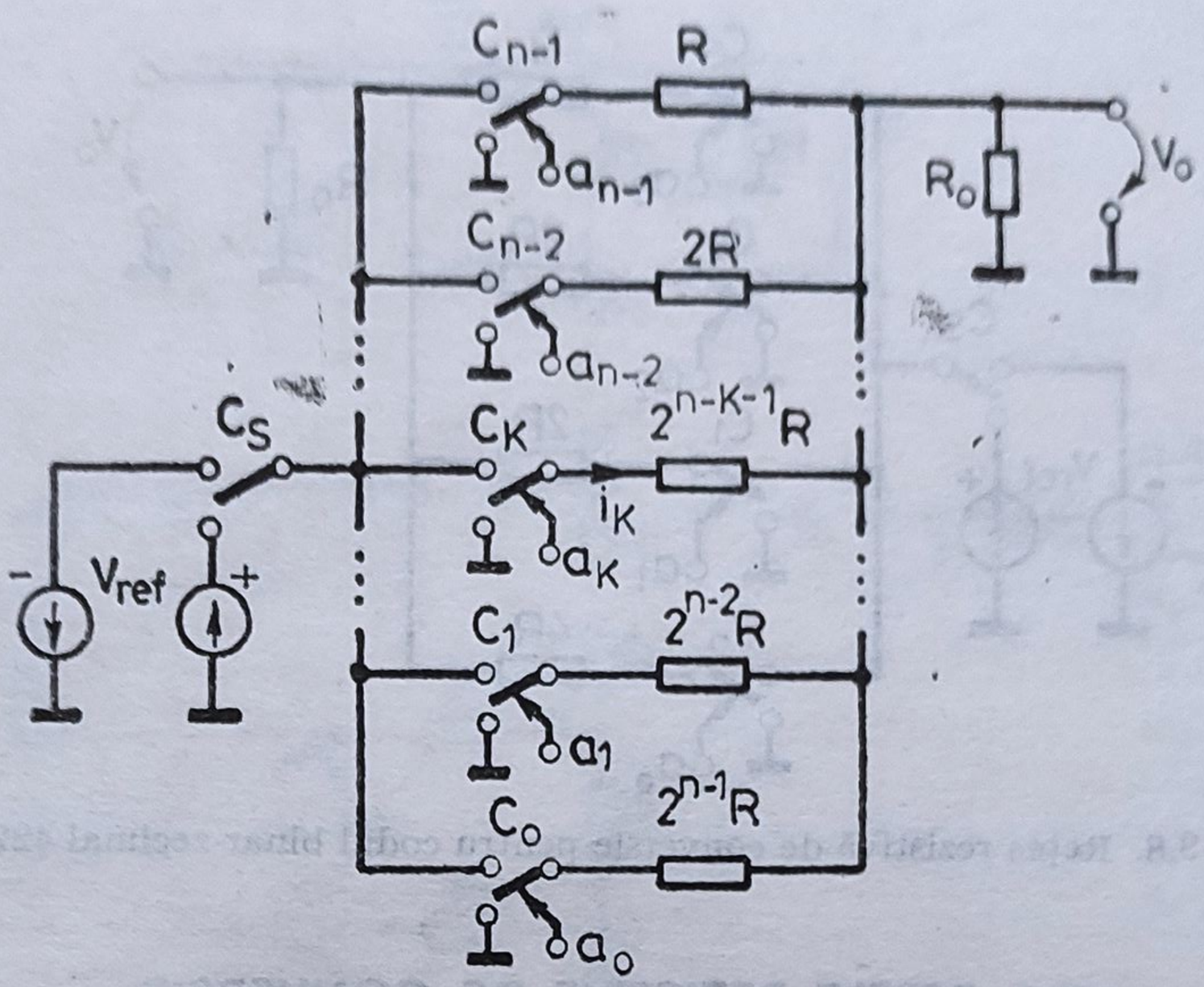


Fig. 3.7. Reţea rezistivă de conversie cu rezistoare ponderate.

care evidenţiază proporţionalitatea tensiunii de ieşire de numărul binar care se converteşte

$$A_2 = \sum_{K=0}^{n-1} a_K \cdot 2^K.$$

Schema prezentată se bucură de simplitate şi pentru un număr mic de biţi acceptaţi la intrare asigură precizia dorită la conversie (datorită posibilităţii de ajustare independentă a fiecărui rezistor). Pentru un număr mai mare de biţi ($n \geqslant 8$), raportul rezistenţelor extreme

$$\frac{R_{Max}}{R_{min}} = 2^{n-1} > 100, \tag{3.15}$$

creează serioase dificultăţi la realizarea şi cuplarea termică a rezistoarelor de precizie în cazul aceluiaşi proces tehnologic. Mai mult, raportul mare între valorile extreme ale rezistoarelor din componenţa reţelei limitează viteza de funcţionare, deoarece comutatoarele electronice sînt obligate să conducă curenţi foarte diferiţi. Din aceste motive se preferă, la conversie, utilizarea de reţele construite după scheme avînd rezistenţe de valori mai apropiate. O variantă de precizie a reţelelor rezistive cu rezistoare ponderate, utilizată la conversia numerelor zecimale codificate binar cu decade în care se utilizează ponderile 4221, este prezentată în fig. 3.8.

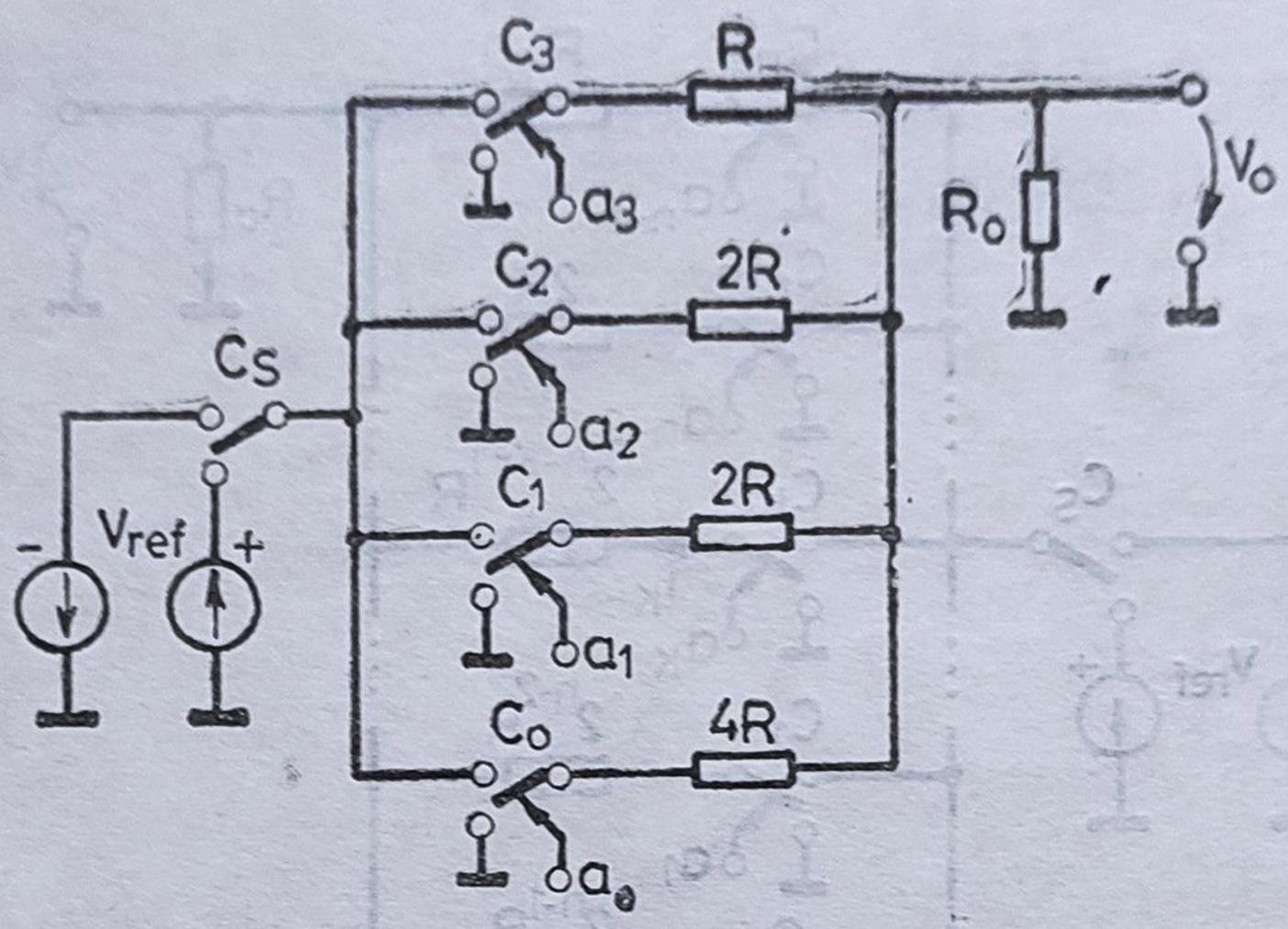


Fig. 3.8. Reţea rezistivă de conversie pentru codul binar-zecimal 4221.

3.3.2. REŢELE REZISTIVE DE CONVERSIE CU REZISTOARE R–$2R$

Precizii ridicate la conversie se pot obţine cu reţele rezistive în scară care utilizează numai două valori ale rezistenţei nominale, R şi $2R$. Fig. 3.9 prezintă schema electrică de principiu a unei reţele rezistive de conversie de tip $R-2R$ comandată în tensiune, iar fig. 3.10 schema reţelei rezistive de conversie de tip $R-2R$ comandată în curent (cu ieşire în tensiune V_0 sau curent I_0).

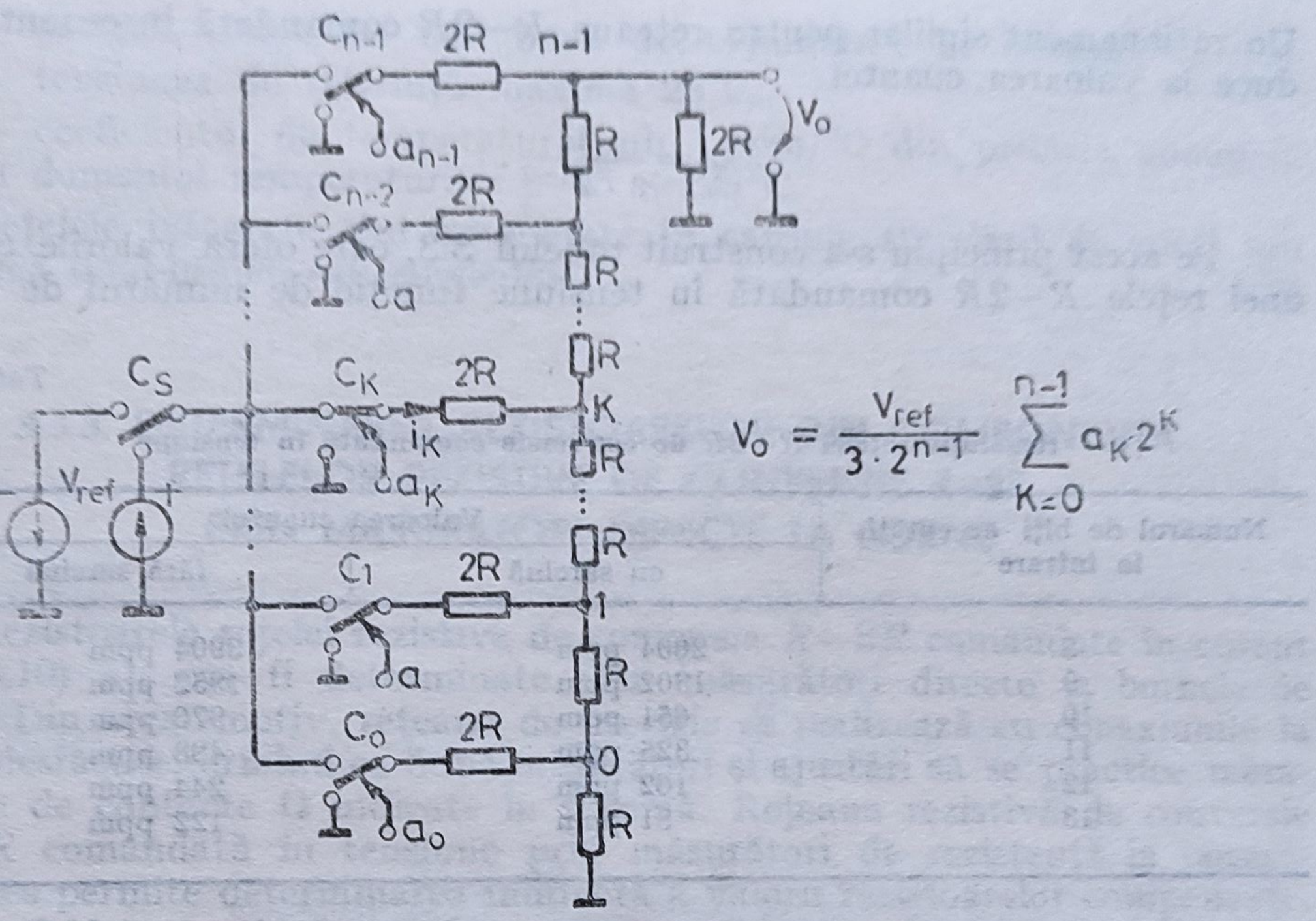
Valorile tensiunii şi curentului de ieşire, indicate pe figură, au fost obţinute [8] considerînd că se activează pe rînd fiecare intrare a reţelei şi aplicînd apoi principiul superpoziţiei. Această clasă de reţele rezistive de conversie se bucură de o proprietate remarcabilă: rezistenţa echivalentă văzută din oricare nod pe orice direcţie (cu excepţia nodurilor 0 şi $n-1$ din reţeaua $R-2R$ comandată în curent) este egală cu $2R$. Ca urmare este posibilă creşterea performanţelor de viteză a CNA realizate cu reţele $R-2R$ prin alegerea adecvată a curentului injectat în reţea, astfel încît comutatoarele electronice să comute optim.

Variaţia relativă a tensiunii de ieşire raportată la bitul cel mai puţin semnificativ se numeşte cuantă şi defineşte putera de rezoluţie a reţelei. Valoarea cuantei q este funcţie de numărul de biţi acceptaţi la intrare de reţeaua $R-2R$ comandată în tensiune şi încărcată la ieşire cu o rezistenţă de sarcină $R_0 = 2R$

$$q = \frac{1}{3 \cdot 2^{n-1}} . \tag{3.16}$$

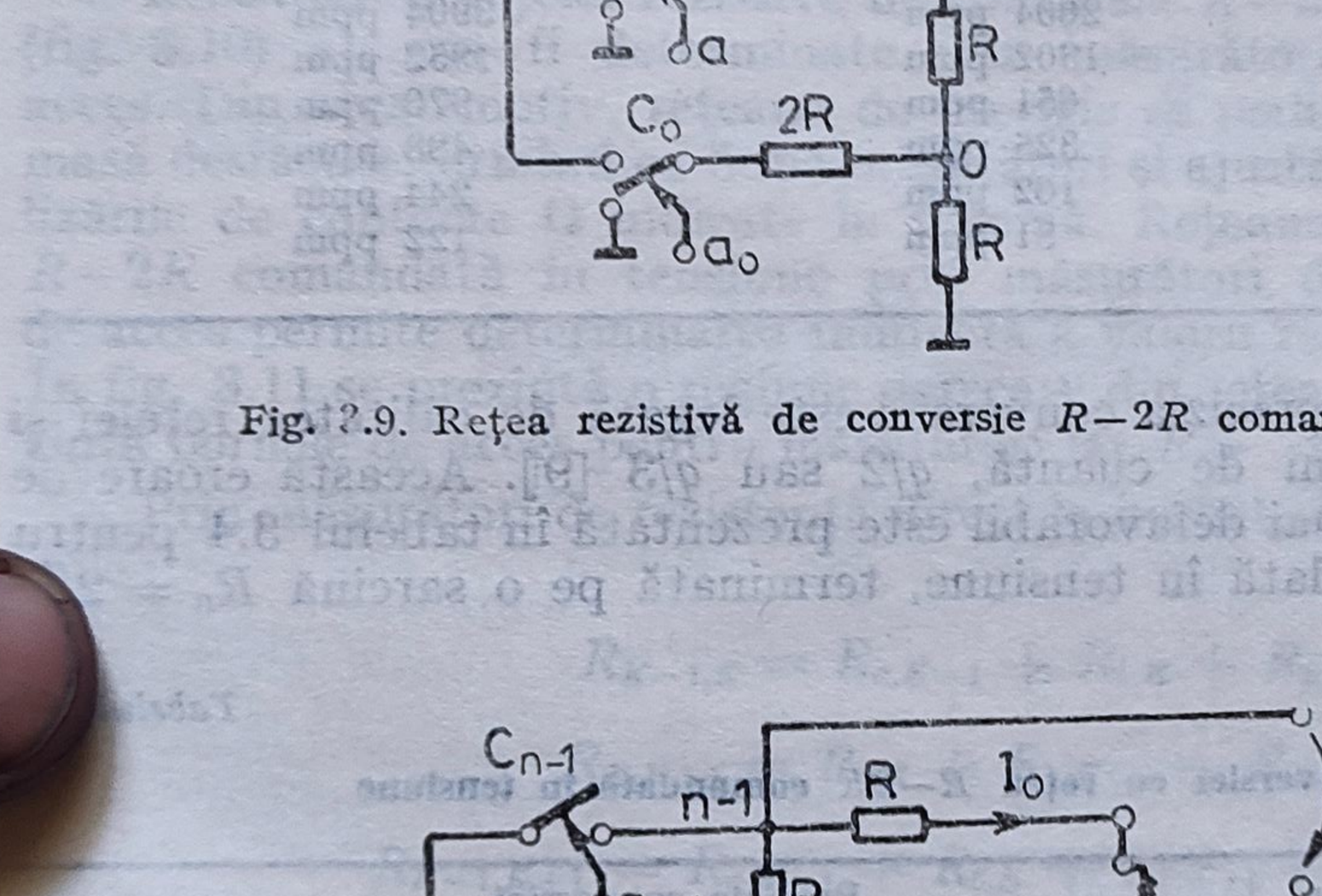
Dacă reţeaua este neîncărcată, cuanta ia valoarea

$$q' = \frac{1}{2^n} . \tag{3.17}$$



$$V_o = \frac{V_{ref}}{3 \cdot 2^{n-1}} \sum_{K=0}^{n-1} a_K 2^K$$

Fig. 3.9. Rețea rezistivă de conversie $R-2R$ comandată în tensiune.



$$V_o = \frac{R \cdot I_{ref}}{3 \cdot 2^{n-2}} \sum_{K=0}^{n-1} a_K \cdot 2^K$$

$$I_o = \frac{I_{ref}}{3 \cdot 2^{n-2}} \sum_{K=0}^{n-1} a_K \cdot 2^K$$

Fig. 3.10. Rețea rezistivă de conversie $R-2R$ comandată în curent.

Un raţionament similar pentru reţeaua $R-2R$ comandată în curent conduce la valoarea cuantei

$$q = \frac{I}{3 \cdot 2^{n-2}} . \tag{3.18}$$

Pe acest principiu s-a construit tabelul 3.3, care oferă valorile cuantei unei reţele $R-2R$ comandată în tensiune funcţie de numărul de biţi.

Tabelul 3.3

Rezoluţia reţelei $R-2R$ de conversie comandată în tensiune

Numărul de biţi acceptaţi la intrare	Valoarea cuantei	
	cu sarcină	fără sarcină
8	2604 ppm	3904 ppm
9	1302 ppm	1952 ppm
10	651 ppm	976 ppm
11	325 ppm	488 ppm
12	162 ppm	244 ppm
13	81 ppm	122 ppm

Pe de altă parte, precizia conversiei este legată de calitatea reţelei şi se exprimă în fracţiuni de cuantă, $q/2$ sau $q/3$ [9]. Această eroare de conversie în cazul cel mai defavorabil este prezentată în tabelul 3.4 pentru o reţea $R-2R$ comandată în tensiune, terminată pe o sarcină $R_0 = 2R$.

Tabelul 3.4

Precizia conversiei cu reţea $R-2R$ comandată în tensiune

Numărul de biţi acceptaţi la intrare	Precizia conversiei	
	$q/2$	$q/3$
8	<1,3%	<0,87%
9	<0,65%	<0,435%
10	<0,325%	<0,217%
11	<0,162%	<0,108%
12	<0,081%	<0,054%
13	<0,040%	<0,027%

Pornind de la aceste consideraţii s-au realizat [7, 9, 10] numeroase reţele rezistive de conversie $R-2R$ comandate în tensiune sau curent, integrate hibrid cu pelicule subţiri sau groase, avînd următoarele caracteristici principale:

— rezistenţa nominală R în domeniul: 500 Ω — 50 KΩ,
— timpul de conversie sub 1 nS,
— numărul maxim de biţi acceptaţi la intrare $n = 32$,

— percizia conversiei mai bună decît jumătate de cuantă,
— tensiunea de referinţă maximă 25 V,
— coeficientul de temperatură sub 1 ppm/°C din precizia nominală pentru domeniul temperaturilor $-55 \div 125$°C.

Reţelele integrate sînt prezentate în capsule standard de sticlă sau ceramică dual-in-line sau single-line.

3.3.3. DETERMINAREA REZISTOARELOR DIN COMPONENŢA REŢELELOR REZISTIVE DE CONVERSIE *R*–2*R* PRIN MĂSURĂTORI DIRECTE LA BORNE

Rezistoarele reţelei rezistive de conversie $R-2R$ comandate în curent (fig. 3.10) nu pot fi determinate prin măsurători directe la bornele de acces. Din acest motiv, reţeaua de precizie se realizează cu conexiunile la masă desfăcute, urmînd ca după măsurători şi ajustări să se practice metalizările de contacte Ω indicate în schemă. Reţeaua rezistivă de conversie $R-2R$ comandată în tensiune prin măsurători de rezistenţă la bornele de acces permite determinarea indirectă a valorii rezistoarelor componente. În fig. 3.11 se prezintă o regiune oarecare din reţea, în care $K \in N$ reprezintă bornele de acces pentru măsurători iar $R_{a,K}$, $R_{b,K}$ rezistoarele reţelei.

Prin măsurători de rezistenţă direct la bornele de acces se găsesc mărimile :

$$R_{K-1,K} = R_{a,K-1} + R_{b,K} + R_{a,K} \tag{3.19}$$

$$R_{K,K+1} = R_{a,K} + R_{b,K+1} + R_{a,K+1} \tag{3.20}$$

$$R_{K-1,K+1} = R_{a,K-1} + R_{b,K} + R_{b,K+1} + R_{a,K+1}. \tag{3.21}$$

Rezolvînd sistemul, se obţin valorile rezistoarelor componente

$$R_{a,K} = \frac{R_{K-1,K} + R_{K,K+1} - R_{K-1,K+1}}{2}, \tag{3.22}$$

respectiv

$$R_{b,K} = \frac{R_{K-1,K+1} + R_{K-2,K} - R_{K,K+1} - R_{K-2,K-1}}{2}. \tag{3.23}$$

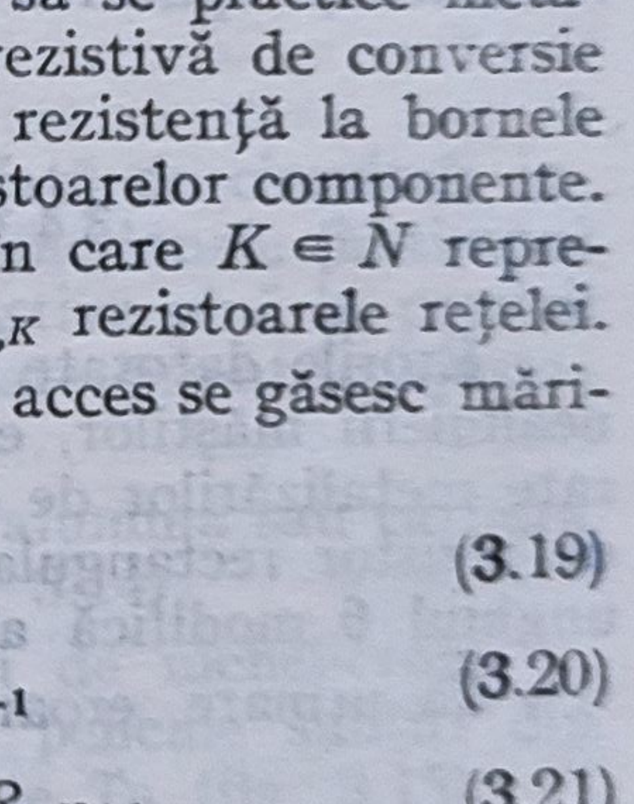


Fig. 3.11. Schema echivalentă pentru analiză.

Trebuie observat că procedeul de măsurare se aplică începînd cu bitul cel mai semnificativ, întrucît rezistenţa de sarcină $R_0 = 2R$ şi rezistenţa $R_{a,n-1} = 2R$ sînt accesibile direct la borne.

3.4. CONSIDERAȚII DE PRECIZIE ȘI AJUSTARE FUNCȚIONALĂ

Tehnologia recomandată pentru realizarea rețelelor rezistive scară de precizie este tehnologia peliculelor metalice subțiri sau groase depuse pe suporți izolanți. Dacă se asigură — prin geometria de circuit — ca între capacitatea distribuită C și inductivitatea parazită L prezentă în serie cu rezistența R să existe relația [10]

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{3.24}$$

se pot obține rețele rezistive care pot funcționa în radiofrecvență pînă la cîțiva zeci de MHz, atîta timp cît rezistența nominală nu depășește 5 KΩ. Obținerea rețelelor rezistive scară de precizie vizează optimizarea proiectării geometriei de circuit (lay-out), minimizarea erorilor tehnologice de realizare și aplicarea unor metode de ajustare funcțională.

3.4.1. ERORI DATORATE TEHNOLOGIEI

Erorile datorate tehnologiei se pot rezuma la : erori produse datorită nealinierii măștilor, erori la definirea geometriei circuitului și erori datorate metalizărilor de contacte. Presupunînd, pentru simplificare, structura de rezistor rectangular din fig. 3.12, se observă că o rotație a măștii cu unghiul θ modifică aria proiectată $A = l \cdot w$ la valoarea $A' = A/\cos\theta$.

Ca urmare, eroarea produsă datorită nealinierii măștilor devine

$$\varepsilon_A = \frac{\Delta A}{A} = \sec\theta - 1. \tag{3.25}$$

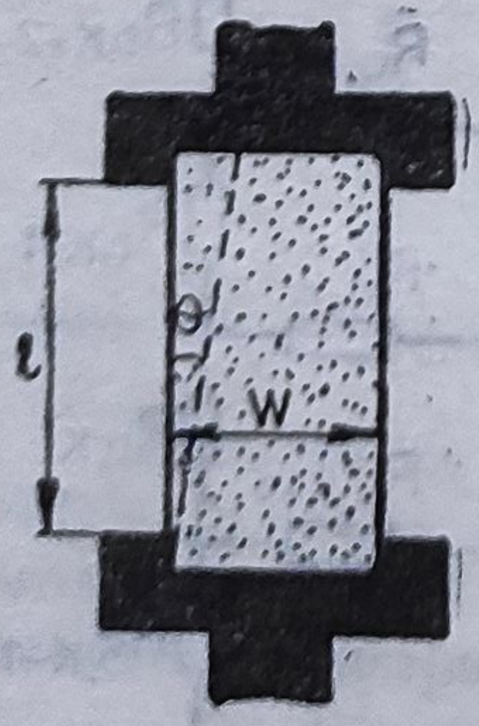


Fig. 3.12. Structură de rezistor pelicular rectangular.

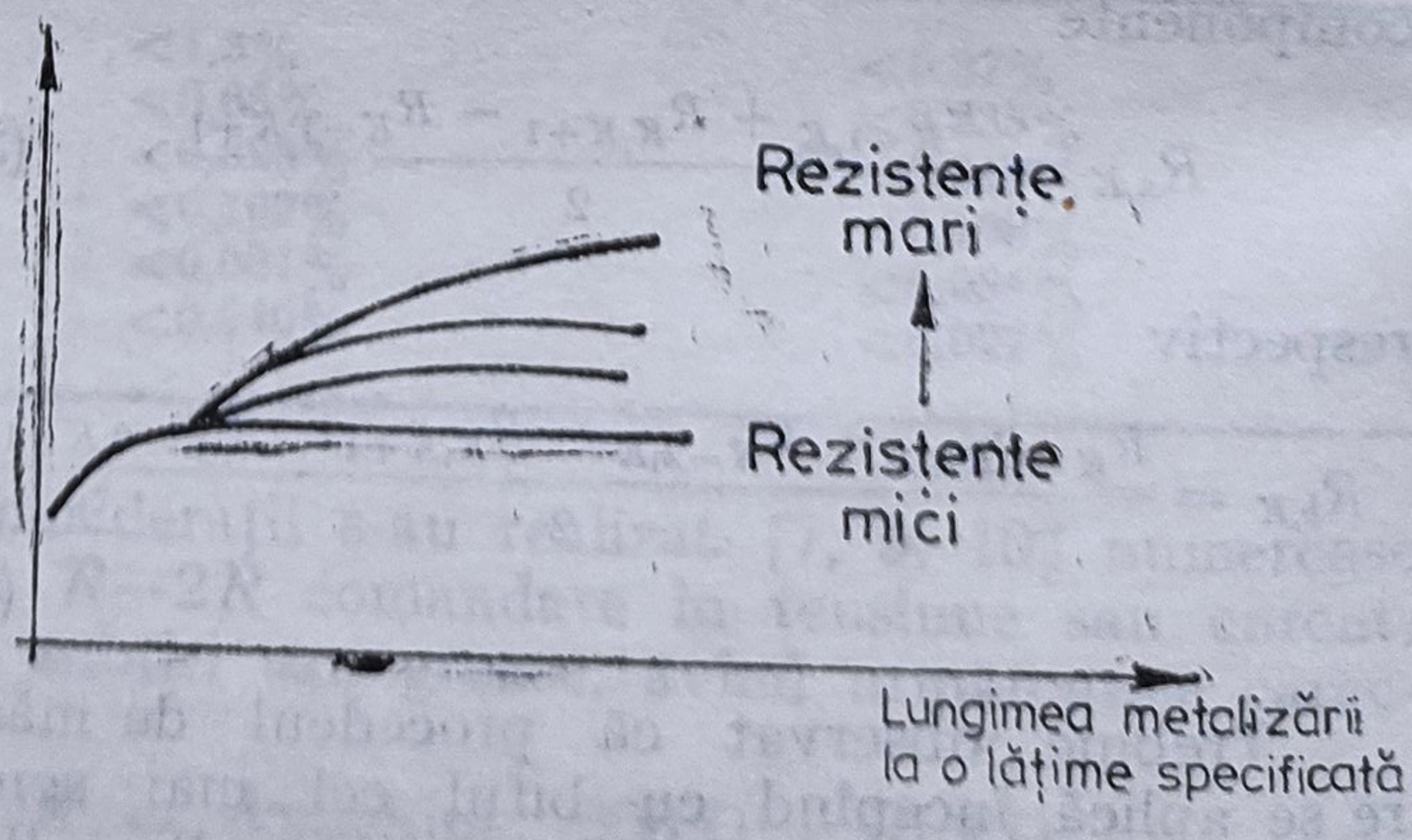


Fig. 3.13. Dependența calitativă a rezistenței metalizărilor de dimensiunile geometrice ale rezistorului.

În cazul structurilor cu rezistenţă specifică scăzută din care, se realizează rapoarte mari de rezistenţă, eroarea produsă datorită nealinierii poate fi considerabilă.

Erorile la definirea geometriei sînt datorate toleranţei de realizare a măştilor, filmelor, sitelor, ca şi fenomenelor de corodare neselectivă sau corodare pe sub mască. Acurateţea procesului tehnologic conduce desigur la minimizarea acestei clase de erori.

Efectul metalizărilor de contacte la precizia globală trebuie considerat mai ales în cazul reţelelor cu valori scăzute ale rezistenţei nominale. Firmele producătoare [7] prezintă contribuţia metalizărilor de contacte la precizia globală a rezistorului pentru diferite compoziţii de materiale. În fig. 3.13 se arată, calitativ, modul de variaţie a rezistenţei normalizate a metalizărilor de contact în funcţie de dimensiunile geometrice, pentru un domeniu specificat al rezistenţelor obtenabile tehnologic.

3.4.2. AJUSTAREA FUNCŢIONALĂ A REŢELELOR REZISTIVE DE PRECIZIE

Avantajul major al circuitelor integrate hibride faţă de circuitele integrate monolitice îl constituie posibilitatea ajustării funcţionale (în timpul procesului tehnologic) a rezistoarelor sau reţelelor rezistive pînă la precizii ridicate (sub 0 1%). Patru metode de bază sînt utilizate curent în ajustarea rezistoarelor cu pelicule subţiri sau groase:

— polizarea cu jet abraziv din particule fine de alumină sau carbură de siliciu, aplicabilă îndeosebi straturilor groase (fig. 3.14),
— electroeroziunea, aplicabilă straturilor subţiri de nichel-crom,
— oxidarea anodică, aplicabilă rezistoarelor cu pelicule subţiri din nitrură de Ta (fig. 3.15),
— ajustarea cu LASER-aplicabilă atît straturilor subţiri, cît şi straturilor groase.

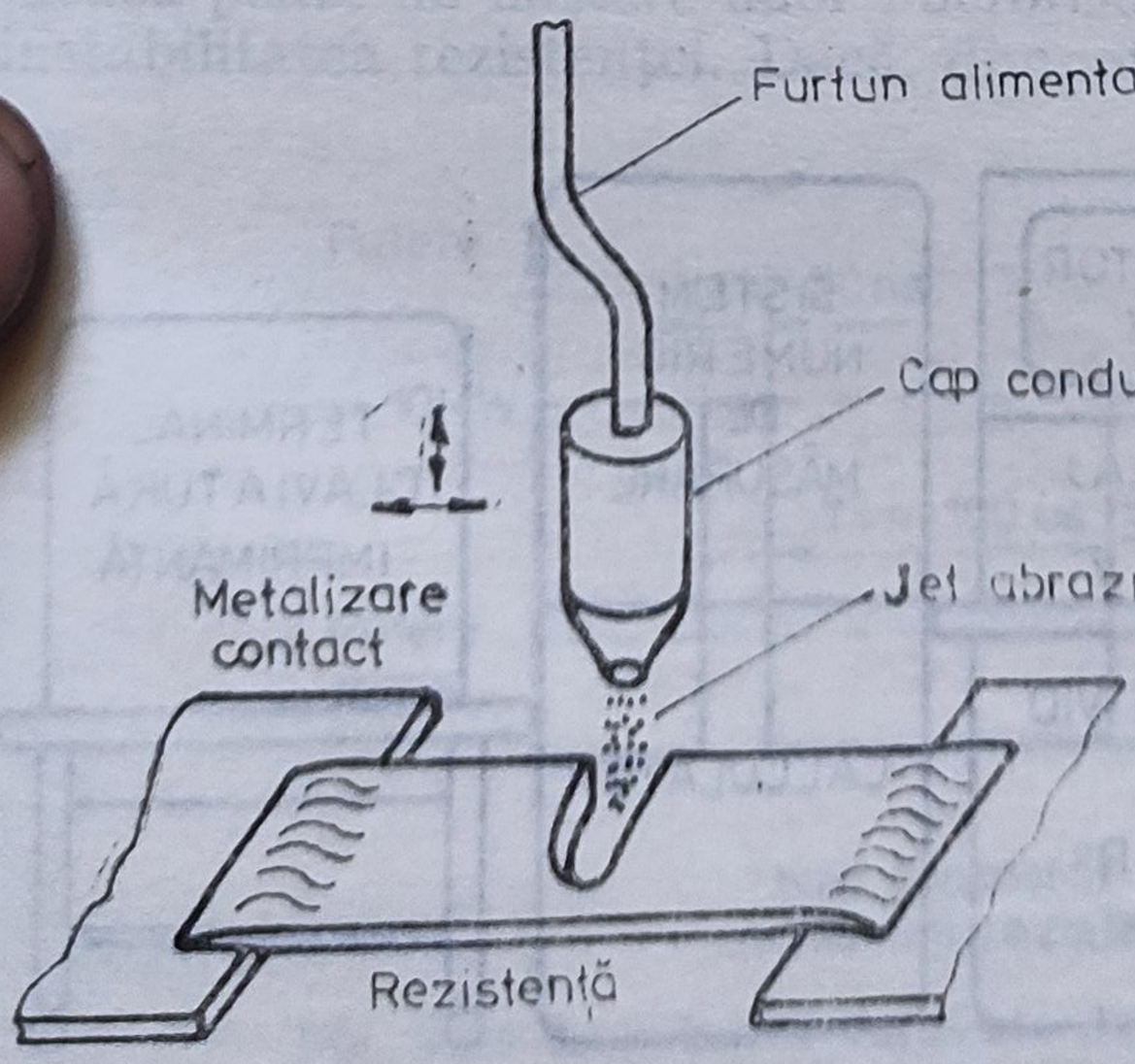


Fig. 3.14. Principiul ajustării cu jet abraziv.

Pentru exemplificare am reţinut ajustarea cu fascicul LASER, datorită productivităţii metodei (7000 — 10000 ajustări/oră), cît şi posibilităţii de cuplare a sistemului de ajustare la un calculator. Fig. 3.16 prezintă schema bloc de ajustare dinamică a rezistoarelor peliculare cu fascicul laser comandat de calculator. Se pot implementa funcţii şi algoritmi de ajustare a reţelelor rezistive de precizie sau

a circuitelor electronice complexe.

Practic, există două tipuri de Laser utilizate la ajustarea rezistoarelor peliculare [17]:

— Laserul cu CO_2 (bioxid de carbon),

— Laserul YAG (Yttrium Aluminium Garnet).

Principial, laserul furnizează un fascicul fin energetic de lumină focalizată pe suprafața de ajustat. Datorită degajării momentane a unei cantități mari de căldură, stratul rezistiv este practic evaporat în regiunea de pătrundere a fasciculului laser, și, deci, crește valoarea globală a rezistenței ajustată.

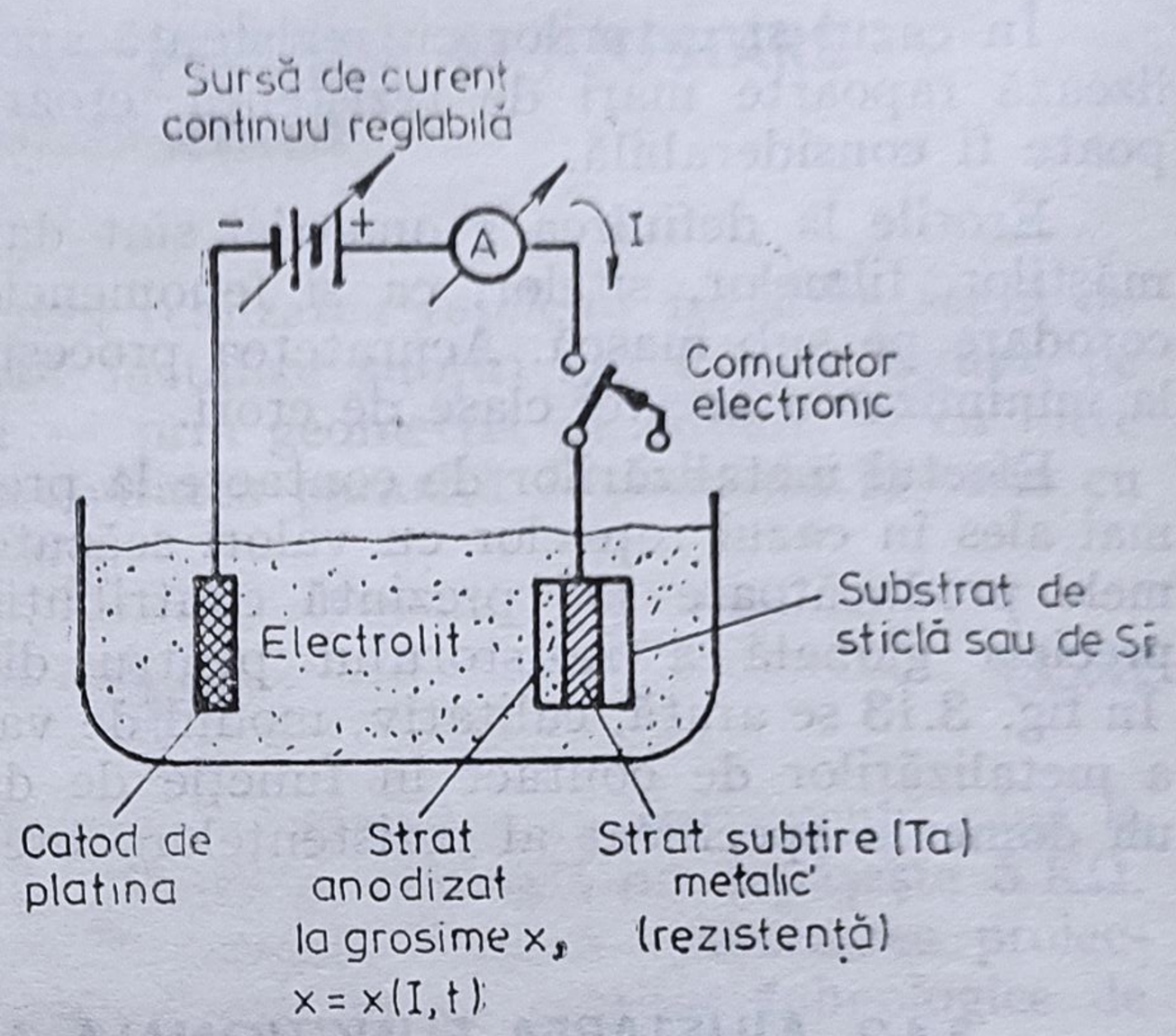


Fig. 3.15. Principiul ajustării prin anodizare.

Laserul cu CO_2 se poate focaliza în fascicule cu diametrul de aproximativ 100 μm și, ca urmare, este destinat ajustării în exclusivitate a structurilor cu pelicule groase. O focalizare de foarte mare precizie se poate obține cu laserul YAG, atingînd diametre ale spotului mai mici de 20 μm, ceea ce permite ajustarea structurilor obținute atît în tehnologia peliculelor subțiri, cît și a peliculelor groase. Fig. 3.17 prezintă schema de principiu a unui astfel de sistem.

Obținerea unor vaporizări locale rapide în condițiile unei influențe minime asupra substratului se poate realiza utilizînd impulsuri de putere foarte ridicată (10 MW) și de durată foarte scăzută (10—50 ns), cum se arată în fig. 3.18.

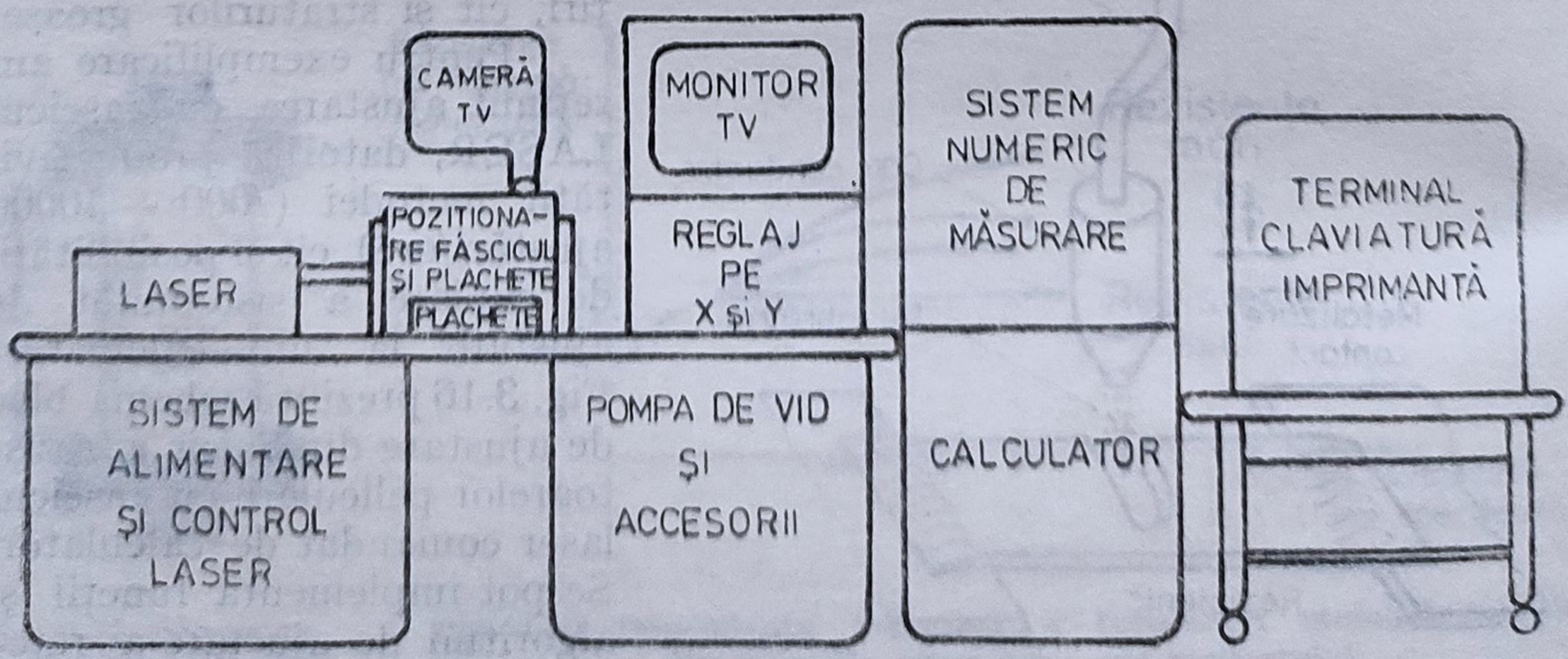


Fig. 3.16. Schema bloc de ajustare dinamică cu fascicul laser comandat de calculator.

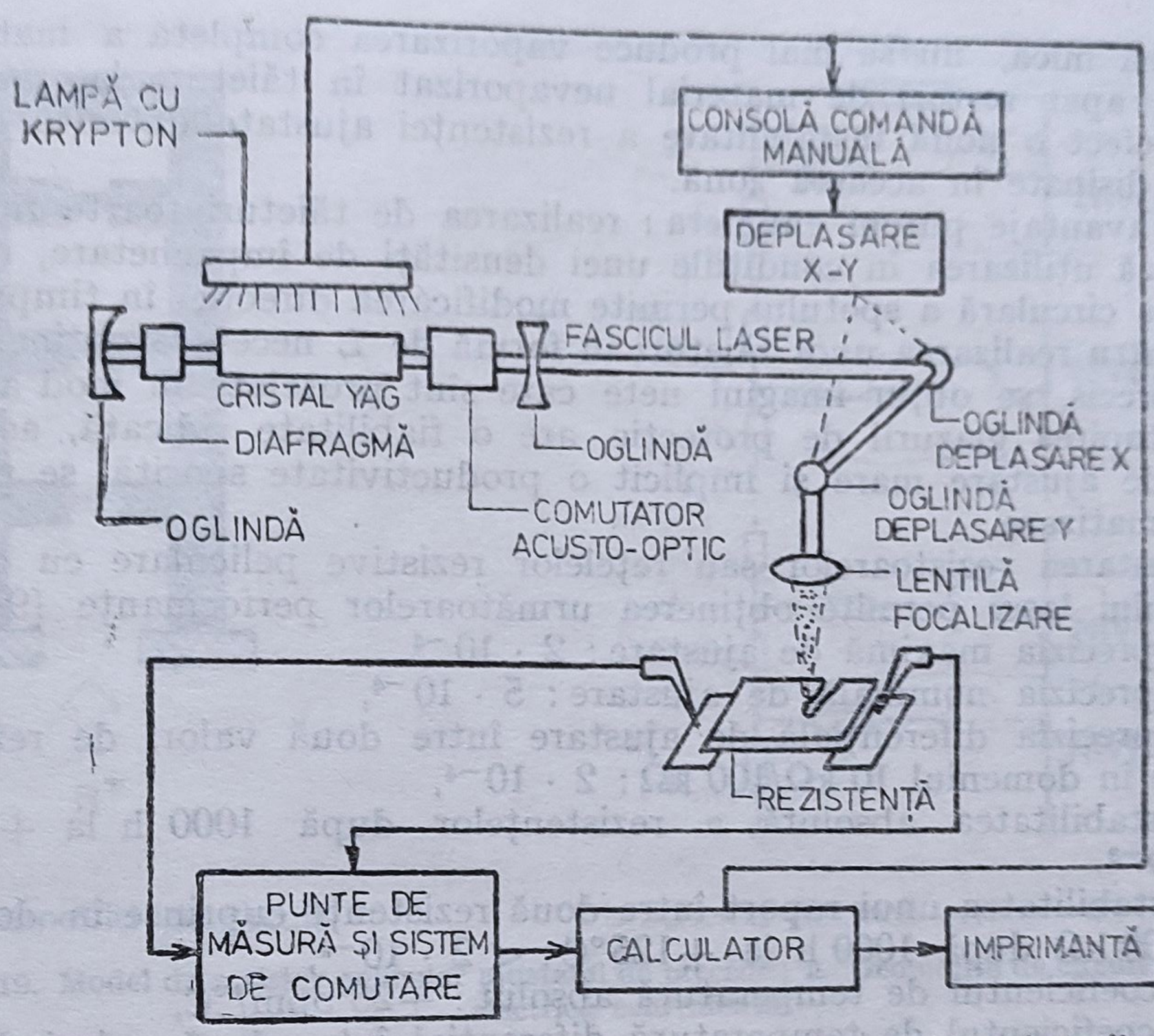


Fig. 3.17. Schema unui sistem automat de ajustare a rezistoarelor peliculare cu LASER YAG.

Stabilitatea rezistenței ajustate depinde nu numai de compoziția materialului rezistiv, ci și de parametrii fasciculului laser. Astfel, dacă în timpul ajustării se degajă o cantitate de căldură prea mare, temperatura din regiunile aflate în vecinătatea tăieturii crește excesiv și răcirea care urmează poate da naștere unor microfisuri ce evoluează în timp, determinînd instabilitatea rezistenței. Dacă, dimpotrivă, valoarea impulsului de ajustare

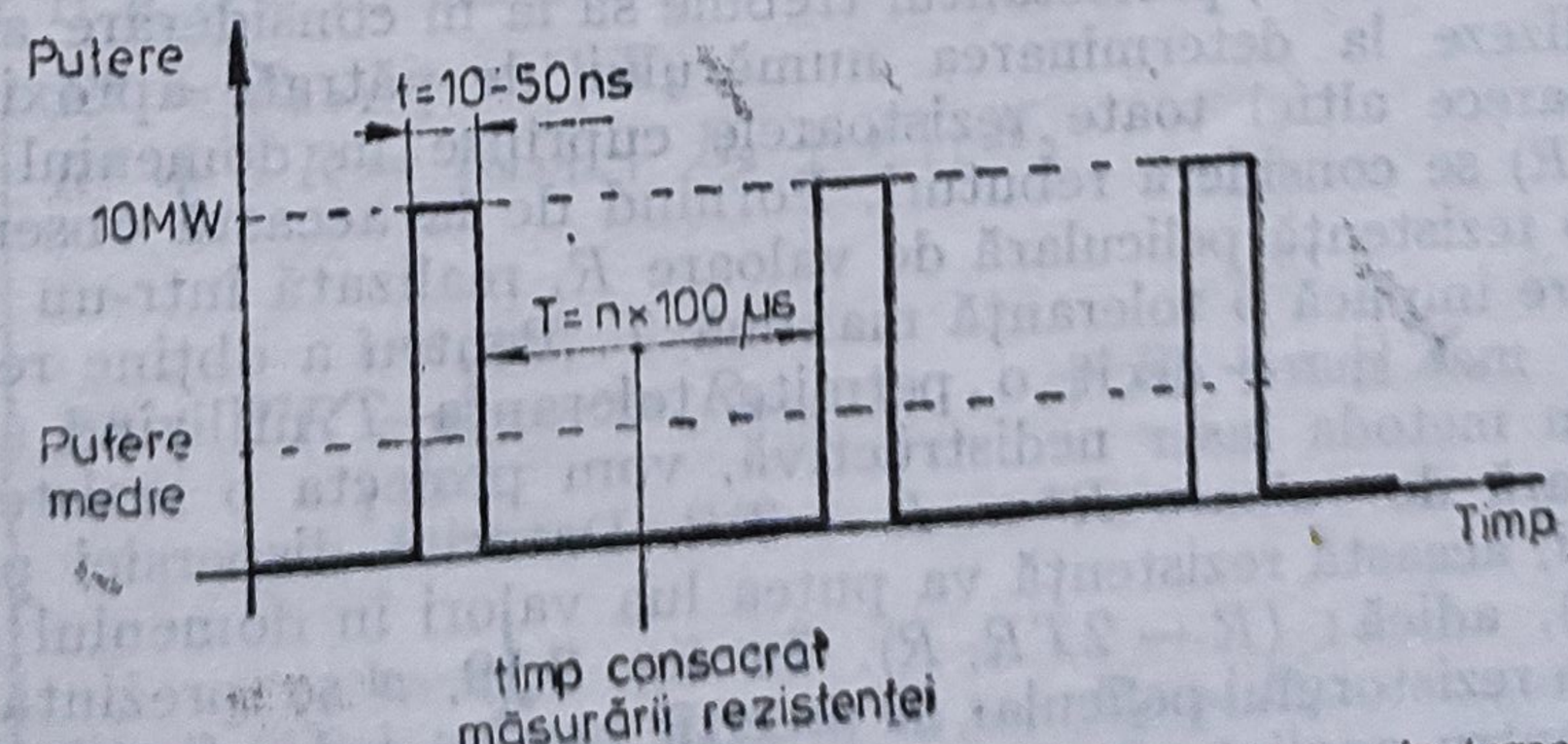


Fig. 3.18. Impulsurile furnizate de laserul YAG pentru ajustarea rezistoarelor peliculare.

este prea mică, nu se mai produce vaporizarea completă a materialului rezistiv, apar resturi de material nevaporizat în tăietura laser, ceea ce are ca efect o nouă instabilitate a rezistenţei ajustate datorită creşterii puterii disipate în această zonă.

Ca avantaje putem enumera : realizarea de tăieturi foarte fine, care facilitează utilizarea în condiţiile unei densităţi de împachetare, ridicate, secţiunea circulară a spotului permite modificarea direcţiei în timpul ajustării pentru realizarea unor tăieturi în formă de L, necesare obţinerii unui reglaj precis, se obţin imagini nete care sînt protejate în mod automat prin retopirea glazurii de protecţie, are o fiabilitate ridicată, asigură o viteză de ajustare mare şi implicit o productivitate sporită, se pretează la automatizare.

Ajustarea rezistoarelor sau reţelelor rezistive peliculare cu ajutorul fasciculului laser permite obţinerea următoarelor performanţe [9]:

— precizia maximă de ajustare : $2 \cdot 10^{-4}$,

— precizia nominală de ajustare : $5 \cdot 10^{-4}$,

— precizia diferenţială de ajustare între două valori de rezistenţă cuprinse în domeniul 10 kΩ/100 kΩ : $2 \cdot 10^{-4}$,

— stabilitatea absolută a rezistenţelor după 1000 h la +125°C : $< 5 \cdot 10^{-3}$,

— stabilitatea unui raport între două rezistenţe cuprinse în domeniul 10 kΩ/100 kΩ după 1000 h la +125°C : $< 2 \cdot 10^{-4}$,

— coeficientul de temperatură absolut : ±25 ppm/°C,

— coeficientul de temperatură diferenţial între două valori de rezistenţă cuprinse în domeniul 10 kΩ/100 kΩ : < 1 ppm/°C.

3.4.3. MODEL DE REZISTOR PELICULAR AJUSTABIL DE PRECIZIE

Dacă procesul tehnologic asigură toleranţe T la realizare şi se urmăreşte obţinerea unor rezistoare cu toleranţe $T' < T$, un proces de ajustare continuă sau în trepte devine indispensabil. Este însă bine cunoscut [9, 17], că ajustarea rezistoarelor peliculare are ca efect creşterea rezistenţei nominale. Ca urmare, proiectantul trebuie să ia în considerare acest aspect şi să utilizeze la determinarea numărului de pătrate aproximarea prin lipsă, deoarece altfel toate rezistoarele cuprinse în domeniul $(R + T'R, \div R + TR)$ se consideră rebuturi. Pornind de la această observaţie, considerăm o rezistenţă peliculară de valoare R, realizată într-un proces tehnologic care implică o toleranţă maximă T. Pentru a obţine rezistoare cu o precizie mai mare decît o permite toleranţa T utilizînd ajustarea în trepte prin metoda laser nedistructivă, vom proiecta o rezistenţă peliculară în scară de valoare $R^* = R - TR$. Datorită dispersiei parametrilor tehnologici, această rezistenţă va putea lua valori în domeniul $(R^* - TR, R^* + TR)$, adică : $(R - 2TR, R)$. În fig. 3.19, *a* se prezintă geometria de circuit a rezistorului pelicular de precizie propus, iar în fig. 3.19, *b* schema electrică pentru analiză. S-au considerat rezistoarele de pe laturile verticale concentrate, pentru comoditatea scrierii.

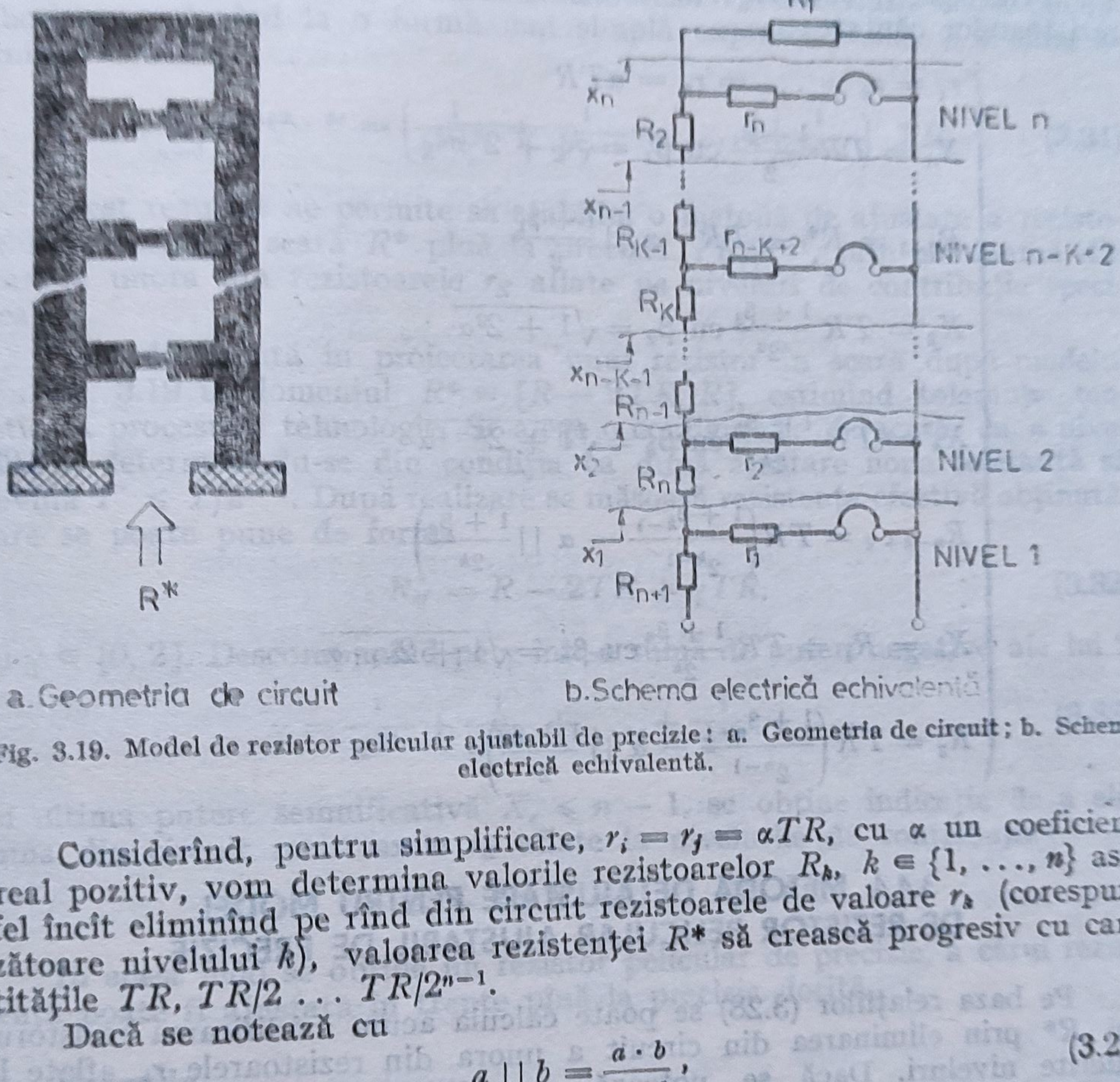


Fig. 3.19. Model de rezistor pelicular ajustabil de precizie: a. Geometria de circuit; b. Schema electrică echivalentă.

Considerînd, pentru simplificare, $r_i = r_j = \alpha TR$, cu α un coeficient real pozitiv, vom determina valorile rezistoarelor R_k, $k \in \{1, \ldots, n\}$ astfel încît eliminînd pe rînd din circuit rezistoarele de valoare r_k (corespunzătoare nivelului k), valoarea rezistenţei R^* să crească progresiv cu cantităţile TR, $TR/2$ ... $TR/2^{n-1}$.

Dacă se notează cu

$$a \,||\, b = \frac{a \cdot b}{a + b}, \tag{3.26}$$

oricare ar fi $a, b \in R$, rezultă sistemul de ecuaţii:

$$\begin{cases} R^* = R_{n+1} + r \,||\, X_1 \\ R^* + TR = R_{n+1} + R_n + r \,||\, X_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ R^* + TR\dfrac{1 - \dfrac{1}{2^{n-1}}}{1 - \dfrac{1}{2}} = R_{n+1} + \ldots + R_2 + r \,||\, X_n \\ \\ R^* + TR\dfrac{1 - \dfrac{1}{2^n}}{1 - \dfrac{1}{2}} = R_{n+1} + \ldots + R_2 + R_1. \end{cases} \tag{3.27}$$

Prin scăderi succesive, a două ecuații consecutive, se obțin valorile rezistoarelor căutate:

$$\begin{cases} r_1 = r_2 = \ldots = r_n = \alpha TR \\ X_1 = TR\,\frac{1+\beta_1}{2} \text{ cu } \beta_1 = \sqrt{1+2^2\alpha} \\ R_{n+1} = R^* - TR\cdot\alpha \,||\, \frac{1+\beta_1}{2} \\ X_2 = TR\,\frac{1+\beta_2}{2^2} \text{ cu } \beta_2 = \sqrt{1+2^3\alpha} \\ \vdots \\ X_k = TR\,\frac{1+\beta_k}{2^k} \text{ cu } \beta_k = \sqrt{1+2^{K+1}\alpha} \\ R_{n-k+2} = TR\left(\frac{1+\beta_{k-1}}{2^{k-1}} - \alpha \,||\, \frac{1+\beta_k}{2^k}\right) \\ \vdots \\ X_n = R_1 = TR\,\frac{1+\beta_n}{2^n} \text{ cu } \beta_n = \sqrt{1+2_{n+1}\alpha} \\ R_2 = TR\left(\frac{1+\beta_{n-1}}{2^{n-1}} - \alpha \,||\, \frac{1+\beta_n}{2^n}\right). \end{cases} \tag{3.28}$$

3.4.4. METODĂ DE AJUSTARE PENTRU MODEL DE REZISTOR PELICULAR AJUSTABIL DE PRECIZIE

Pe baza relațiilor (3.28) se poate calcula acum modificarea rezistorului R^* prin eliminarea din circuit a unora din rezistoarele r_k aflate la diferite niveluri. Dacă se notează cu $C^{p1p2\ldots pe}$ creșterea înregistrată de R^* la eliminarea rezistoarelor $r_{p1}, r_{p2}, \ldots, r_{pe}$, vom avea pentru $1 \leqslant p_1 < p_2 \ldots p_e \leqslant n$:

$$C^{p1p2\ldots pe} = r_1 \,||\, (R_n + r_2) \,||\, (R_{n-1} + \ldots + r_{p1-1} \,||\, (R_{n+2-p1} + \ldots + r_{pe-1} \,||\, (R_{n+2-pe} + X_{pe})) \ldots) - r_{pe} \,||\, X_e, \tag{3.29}$$

și întrucît am considerat

$$r_1 = r_2 = \ldots = r_n = \alpha TR,$$

rezultă

$$C^{p1p2\ldots pe} = \left\{\alpha \left\| \left(\frac{1+\beta_1}{2} - \alpha \left\| \left(\frac{1+\beta_2}{2^2} + \ldots - \alpha \left\| \left(\frac{1+\beta_{p1-1}}{2^{p1-1}} - \right.\right.\right.\right.\right. \tag{3.30}$$

$$\left.\left.\left.\left.\left. - \alpha \left\| \left(\frac{1+\beta_{p1}}{2^{p1}} + \ldots - \alpha \left\| \left(\frac{1+\beta_{pe-1}}{2^{pe-1}} - \alpha\frac{1+\beta_{pe}}{2^{pe}} + \frac{1+\beta_{pe}}{2^{pe}}\right) \ldots\right)\right.\right.\right.\right.\right. TR.$$

Avînd în vedere că numărul rezistoarelor r_K este finit, după calcule laborioase, aducînd la o formă mai simplă expresia (3.30), şi trecînd la limită, se obţine

$$\lim_{\alpha \to 0} C^{p_1 p_2 \ldots p_e} = \left(\frac{1}{2^{p_1 - 1}} + \frac{1}{2^{p_2 - 1}} + \ldots + \frac{1}{2^{p_e - 1}} \right) TR. \qquad (3.31)$$

Acest rezultat ne permite să stabilim o metodă de ajustare a rezistorului pelicular în scară R^* pînă la precizia $TR/2^{n-1}$, prin eliminarea din scară a unora din rezistoarele r_K aflate pe niveluri de contribuţie specificate.

Metoda constă în proiectarea unui rezistor în scară după modelul din fig. 3.19 în domeniul $R^* \in [R - 2TR, R]$, estimînd toleranţa teoretică a procesului tehnologic. Se alege o configuraţie de scară, cu n niveluri, n determinîndu-se din condiţia ca după ajustare noua toleranţă să devină $T' \leqslant T/2^{n-1}$. După realizare se măsoară rezistenţa efectivă obţinută, care se poate pune de forma

$$R_{ef} = R - 2TR + \gamma TR, \qquad (3.32)$$

cu $\gamma \in [0, 2]$. Descompunînd pe γ într-o sumă de puteri negative ale lui 2

$$\gamma = \frac{1}{2^{X_1}} + \frac{1}{2^{X_2}} + \ldots + \frac{1}{2^{X_e}} + \ldots, \qquad (3.33)$$

cu ultima putere semnificativă $X_e \leqslant n - 1$, se obţine indicaţia de a elimina din circuit rezistoarele r_K aflate la nivelurile de contribuţie:

$$X_1 + 1;\ X_2 + 1 \ldots X_e + 1.$$

În acest mod se obţine un rezistor pelicular de precizie, a cărui rezistenţă poate fi ajustată în trepte pînă la precizia dorită.

Exemplu

Un rezistor pelicular proiectat la valoarea $R = 1\ \text{k}\Omega$, într-o tehnologie ce asigură toleranţe teoretice de $\pm 20\,\%$, poate fi ajustat pînă la toleranţe mai mici de $0{,}3\,\%$, cu o scară de numai 7 niveluri. Dacă rezistenţa efectivă măsurată după realizare indică $R_{ef} = 834\ \Omega$, atunci $\gamma = 1{,}17$ şi descompunîndu-l pe γ în puterile negative ale lui 2, obţinem

$$\gamma = 1 + \frac{1}{2^3} + \frac{1}{2^5} + \frac{1}{2^8} + \ldots.$$

Conform metodei, întrerupînd rezistoarele corespunzătoare nivelurilor 1, 4, 6, toleranţa se reduce de 2^6 ori şi rezistorul obţinut se încadrează în toleranţa impusă.

S-a optat pentru acest model de rezistor pelicular cu ajustare în trepte, deoarece ajustarea continuă cu fascicul laser alterează caracteristicile electrice ale rezistoarelor (îndeosebi coeficientul de temperatură), datorită distrugerii locale a structurii pe direcţia liniilor de curent. Dacă toleranţele

teoretice de realizare sînt largi şi se doreşte obţinerea unor rezistoare de precizie, cu toleranţe scăzute, numărul nivelurilor de ajustare creşte şi modelul propus poate deveni neeconomic din punct de vedere al ariei ocupate.

3.5. APLICAŢII ALE REŢELELOR REZISTIVE DE PRECIZIE

Exemplele de aplicaţii care urmează au ca suport precizia ridicată la realizare şi stabilitate excelentă în timp şi cu temperatura a reţelelor rezistive de precizie, realizate în tehnologia peliculelor subţiri sau groase. Schemele prezentate pot fi complet integrate hibrid, dar se pot realiza şi ca module funcţionale cu componente discrete.

3.5.1. AMPLIFICATOR SUMATOR DE PRECIZIE

Reţelele integrate 698—1 sau 698—3 [18], utilizate în această aplicaţie de amplificator sumator, oferă o precizie ridicată a cîştigului faţă de montajul cu rezistoare discrete. Fig. 3.20 prezintă schema unui amplificator sumator pentru patru semnale, dar pot fi realizate scheme cu un număr mai mare de intrări.

Cîştigul pe fiecare intrare este dat de raportul dintre rezistenţa de reacţie R_1 şi rezistenţa echivalentă pe fiecare intrare. Deoarece toate rezistoarele din reţea se încadrează în aceeaşi toleranţă şi variază identic cu temperatura, pentru această schemă rezultă un cîştig aproape constant.

3.5.2. AMPLIFICATOR DIFERENŢIAL DE PRECIZIE

Schema prezentată în fig. 3.21 permite scăderea a două semnale aplicate pe intrări şi minimizează tensiunea de mod comun a celor două linii conectate.

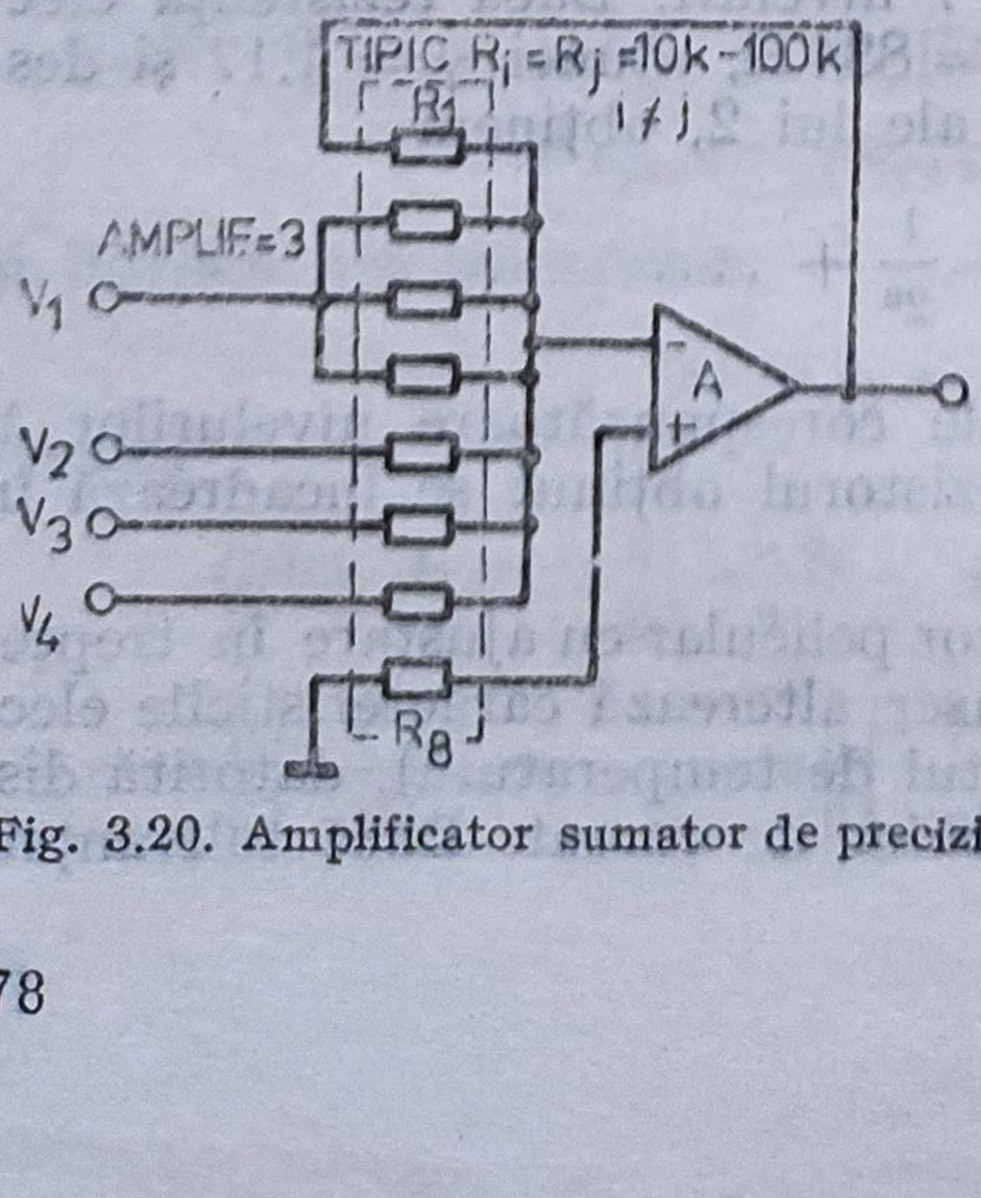


Fig. 3.20. Amplificator sumator de precizie.

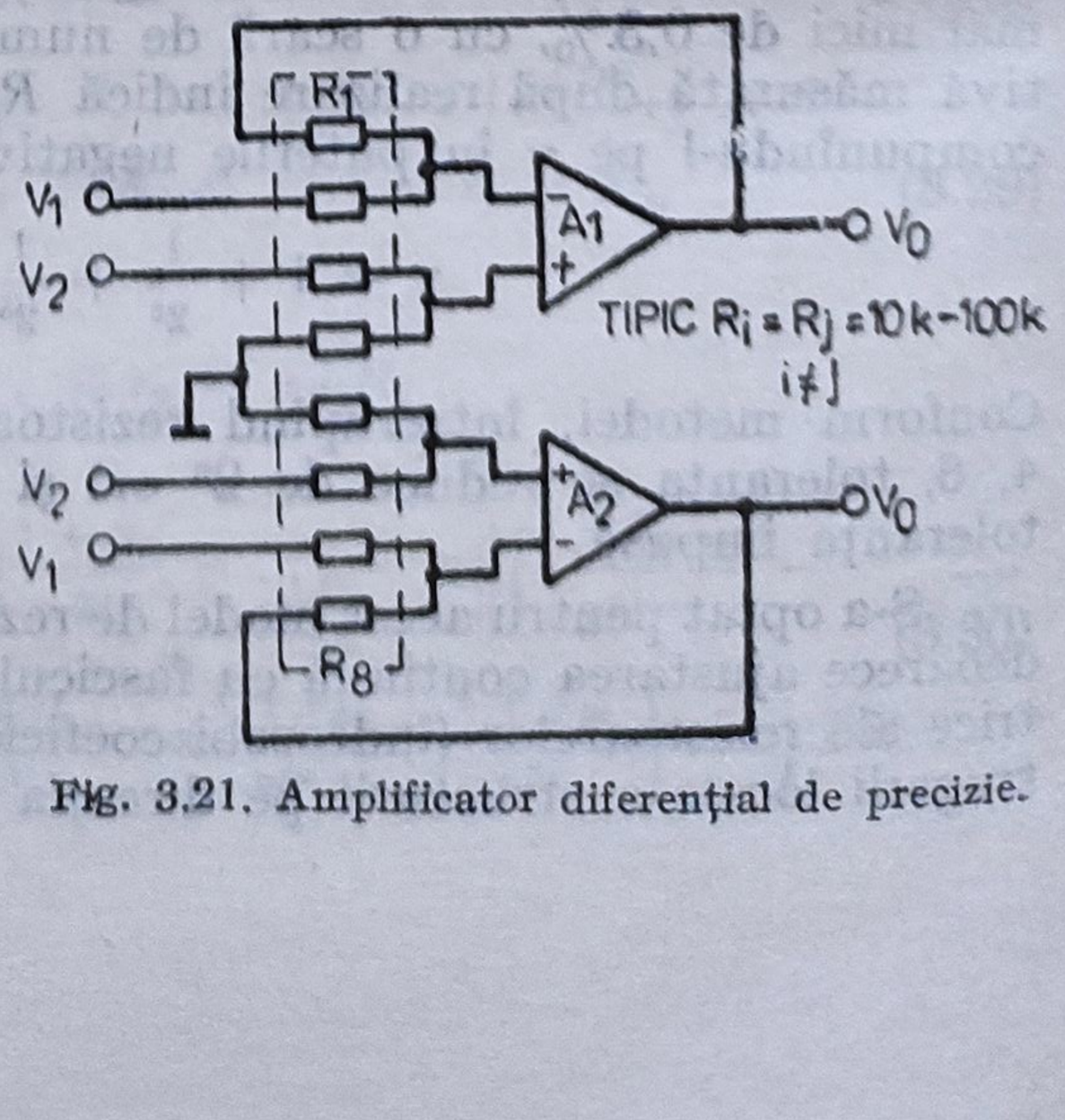


Fig. 3.21. Amplificator diferenţial de precizie.

Tensiunea de ieşire V_0 se calculează cu relaţia

$$V_0 = V_2 \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} - V_1 \frac{R_1}{R_2}. \qquad (3.34)$$

Presupunînd că toate rezistoarele sînt de valori aproximativ egale, o modificare cu 1% a oricărui rezistor produce o modificare cu 0,5% a semnalului V_2, pe cînd o modificare cu 1% a rezistoarelor R_4 sau R_2 produce o modificare cu 1% a semnalului V_1. Dacă rapoartele R_1/R_2 şi R_3/R_4 rămîn constante, se îmbunătăţeşte precizia cîştigului diferenţial. Utilizînd reţele integrate cu pelicule subţiri sau groase, efectul erorilor se minimizează şi cîştigul, împreună cu rejecţia de mod comun vor rămîne constante.

De notat că o singură reţea 698—3 cu valori tipice ale rezistenţei nominale în domeniul 10 kΩ—100 kΩ permite conectarea a două amplificatoare operaţionale în montaj diferenţial.

3.5.3. AMPLIFICATOR DE INSTRUMENTAŢIE

Reţelele cu pelicule subţiri sau groase sînt indicate a se utiliza la realizarea amplificatoarelor instrumentale clasice. Schema din fig. 3.22 oferă o rejecţie de mod comun ridicată, o impedanţă de intrare mare şi un cîştig diferenţial constant.

Ca şi la amplificatorul diferenţial, valoarea tensiunii de ieşire V_0 depinde de semnalele aplicate la intrări V_1, V_2 şi de rapoartele de rezistenţă prin relaţia:

$$V_0 = (V_2 - V_1)\left[\frac{R_7}{R_9}\left(\frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4}\right) + \frac{R_8}{R_9}\left(\frac{R_1}{R_2}\right)\right] + V_2\left(\frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4}\right) - V_1\left(\frac{R_1}{R_2}\right). \qquad (3.35)$$

Deoarece se urmăreşte realizarea unui circuit de precizie, utilizat pentru semnale de nivel scăzut, care cer o acurateţe ridicată la măsurare, folosirea reţelelor rezistive care variază identic cu temperatura este absolut necesară.

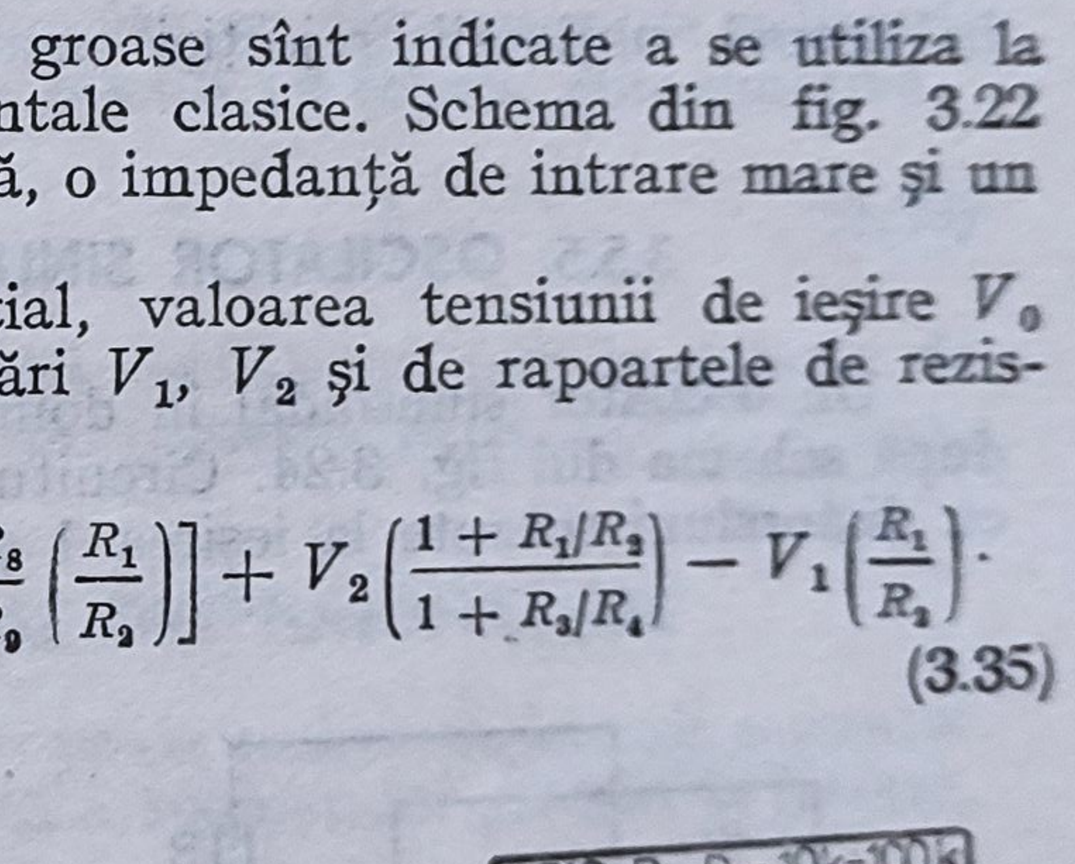


Fig. 3.22. Amplificator de instrumentaţie.

3.5.4. AMPLIFICATOR CU REJECŢIE RIDICATĂ A TENSIUNILOR DE MOD COMUN

Două reţele rezistive din seria 698—3, una cu rezistenţele nominale de 10 ori mai mari decît cea-

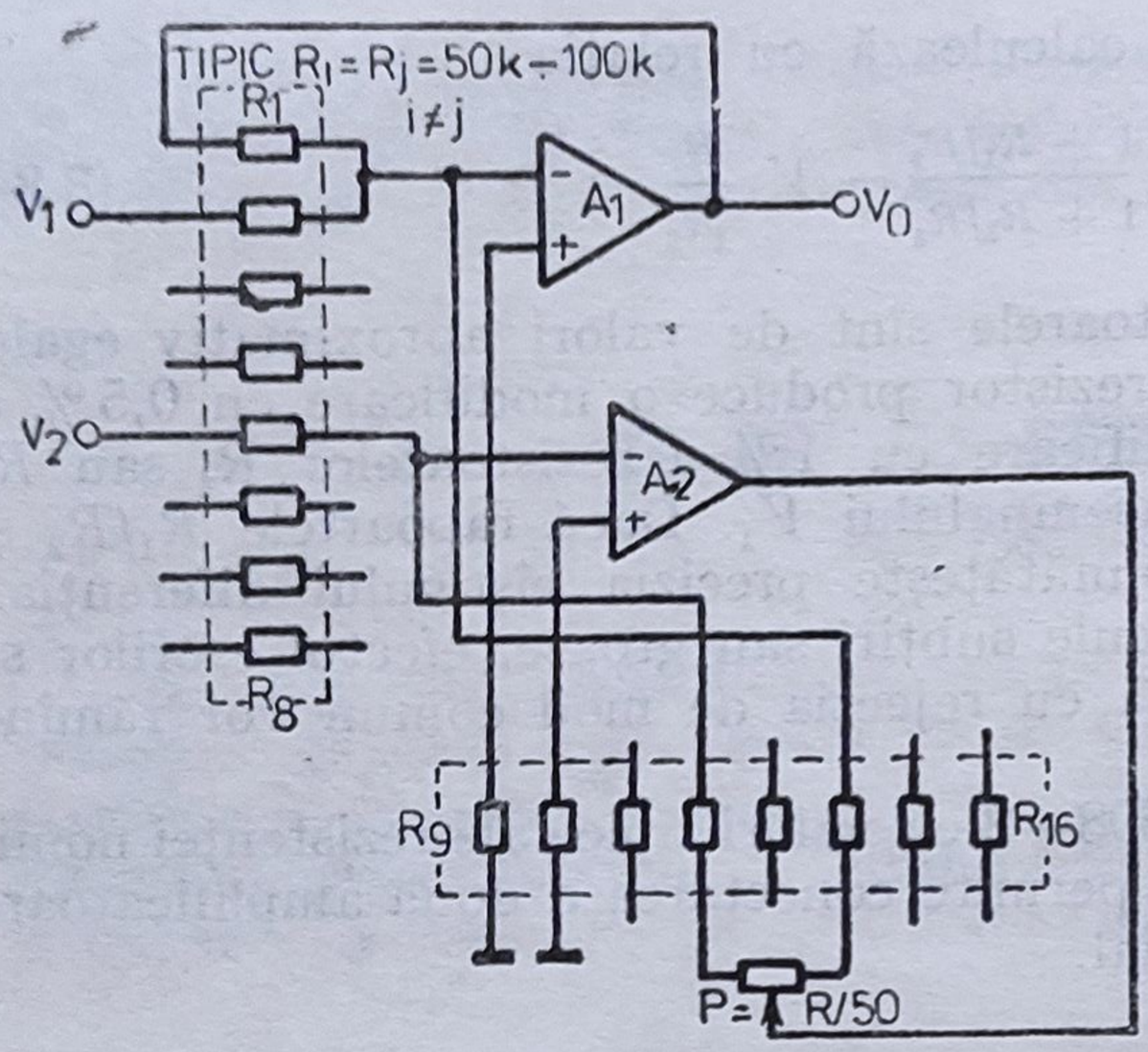


Fig. 3.23. Amplificator cu rejecţie ridicată a tensiunilor de mod comun.

laltă, pot fi utilizate în configuraţia din fig. 3.23 pentru a rejecta tensiuni ridicate de mod comun.

Această configuraţie cu două amplificatoare operaţionale acceptă o tensiune de mod comun de 10 ori mai mare decît tensiunea maximă de ieşire a primului amplificator operaţional. Cîştigul total al schemei se calculează cu relaţia

$$V_0 = V_2\left(\frac{R_{12}}{R_5} \cdot \frac{R_1}{R_{14}}\right) - V_1\left(\frac{R_1}{R_2}\right). \qquad (3.36)$$

Potenţiometrul $P = R/50$, indicat în schemă, este opţional şi se întrebuinţează pentru reglaj în scopul obţinerii rejecţiei maxime de mod comun.

3.5.5. OSCILATOR SINUSOIDAL ÎN CUADRATURĂ

Un oscilator sinusoidal în domeniul audio-frecvenţei poate fi realizat după schema din fig. 3.24. Circuitul produce oscilaţii sinusoidale normale, cu distorsiuni scăzute la ieşirea 1 şi defazate cu 90° la ieşirea 2. Stabilitatea în timp şi cu temperatura este excelentă, dacă se utilizează reţele peliculare de precizie (698—3 de exemplu) şi condensatoare de calitate. Diodele Zener DZ_1, DZ_2 folosite pentru limitarea amplitudinii oscilaţiilor trebuie împerechiate pentru reducerea distorsiunilor de neliniaritate.

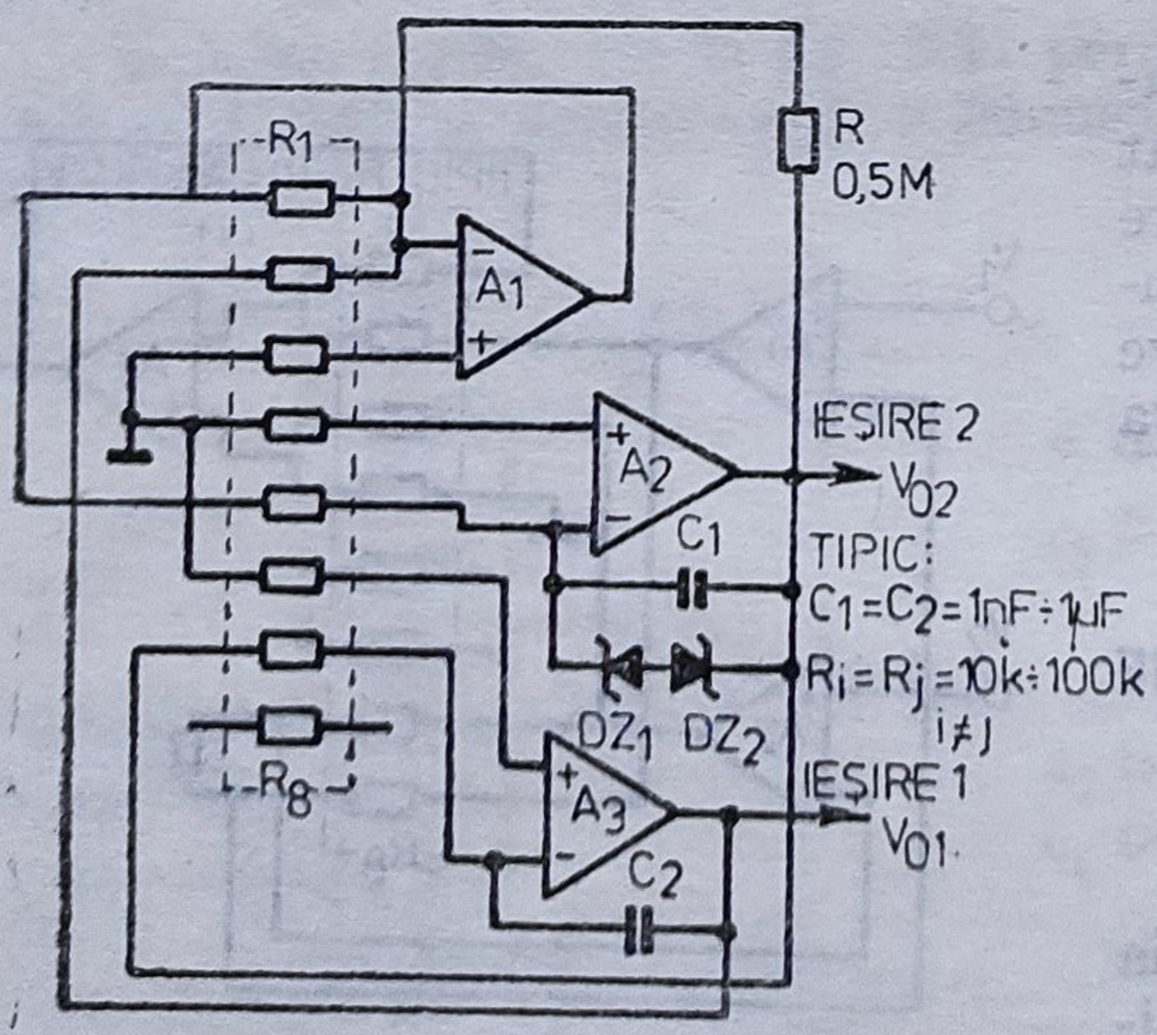


Fig. 3.24. Oscilator sinusoidal în cuadratură.

Frecvenţa de oscilaţie f_0

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_1}{R_2R_5R_7C_1C_2}}, \qquad (3.37)$$

prin alegerea convenabilă a componentelor pasive, poate fi ajustată în domeniul 1 Hz — 10 kHz.

Dacă rezistențele și condensatoarele au valori egale, frecvența de oscilație se calculează cu relația simplificată

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{3.38}$$

Modificarea frecvenței de oscilație se poate realiza prin schimbarea simultană a valorilor rezistoarelor R_5 și R_7. În domeniul frecvențelor joase (sub 1 kHz), cînd se utilizează capacități mici, este indicată folosirea unei rezistențe $R = 0{,}5\ \text{M}\Omega$ care asigură o reacție pozitivă de valoare scăzută.

3.5.6. GENERATOR DE SEMNALE DREPTUNGHIULARE

O rețea din seria 698—3 [18] cu un singur amplificator operațional, conectat ca în fig. 3.25, oferă la ieșire semnale dreptunghiulare de bună calitate.

Circuitul prezentat este simplu, stabil, autodeclanșat, putînd fi utilizat pentru generarea oscilațiilor dreptunghiulare în toată gama de frecvență de la 1 Hz la 5 kHz. Diodele Zener DZ_1, DZ_2 bine împerechiate permit obținerea unui semnal de ieșire simetric, bipolar, cu distorsiuni de neliniaritate reduse. Frecvența de lucru se poate calcula cu relația aproximativă

$$f = \frac{1}{2R_2 \cdot C}. \tag{3.39}$$

Stabilitatea amplitudinii și frecvenței oscilațiilor este în funcție de calitatea componentelor: R_2, C, DZ și de raportul R_4/R_6.

3.5.7. FORMATOR DE SEMNALE DREPTUNGHIULARE

Cu schema prezentată în fig. 3.26 se poate realiza un circuit formator cu histerezis, care oferă o rejecție ridicată a zgomotului prezent la intrare.

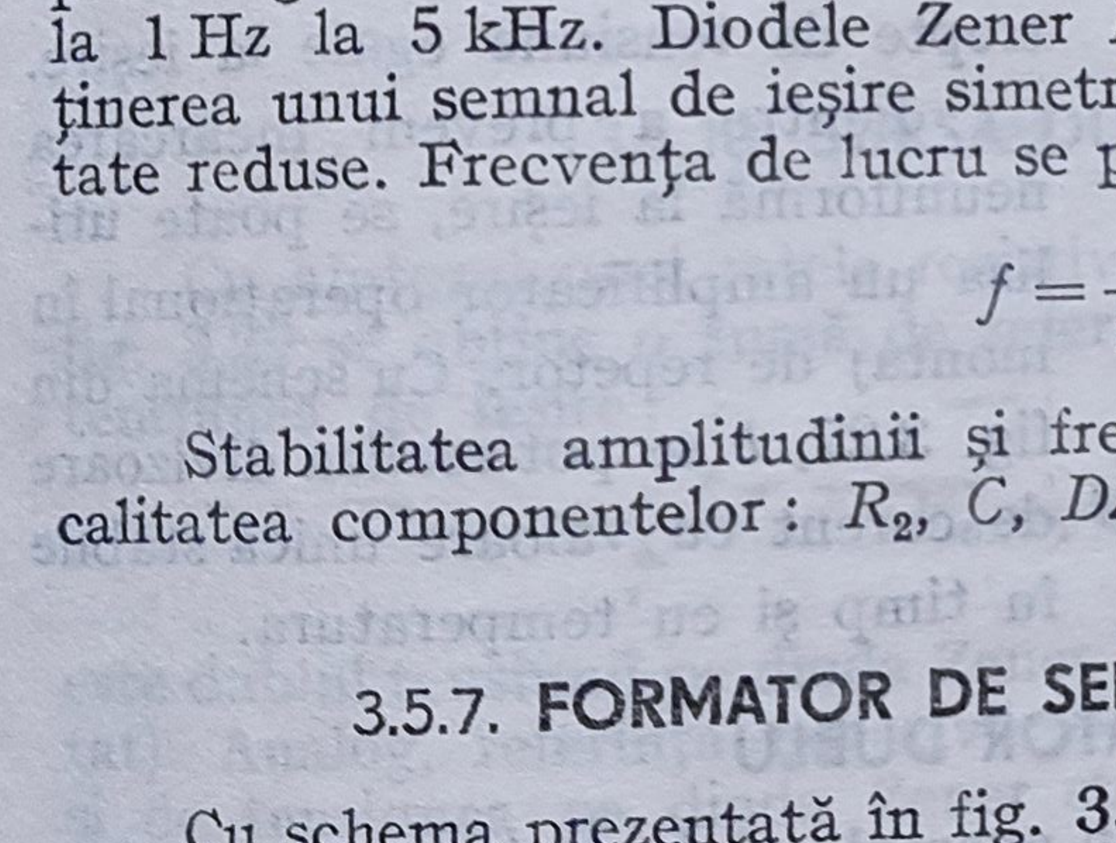


Fig. 3.25. Generator de semnale dreptunghiulare.

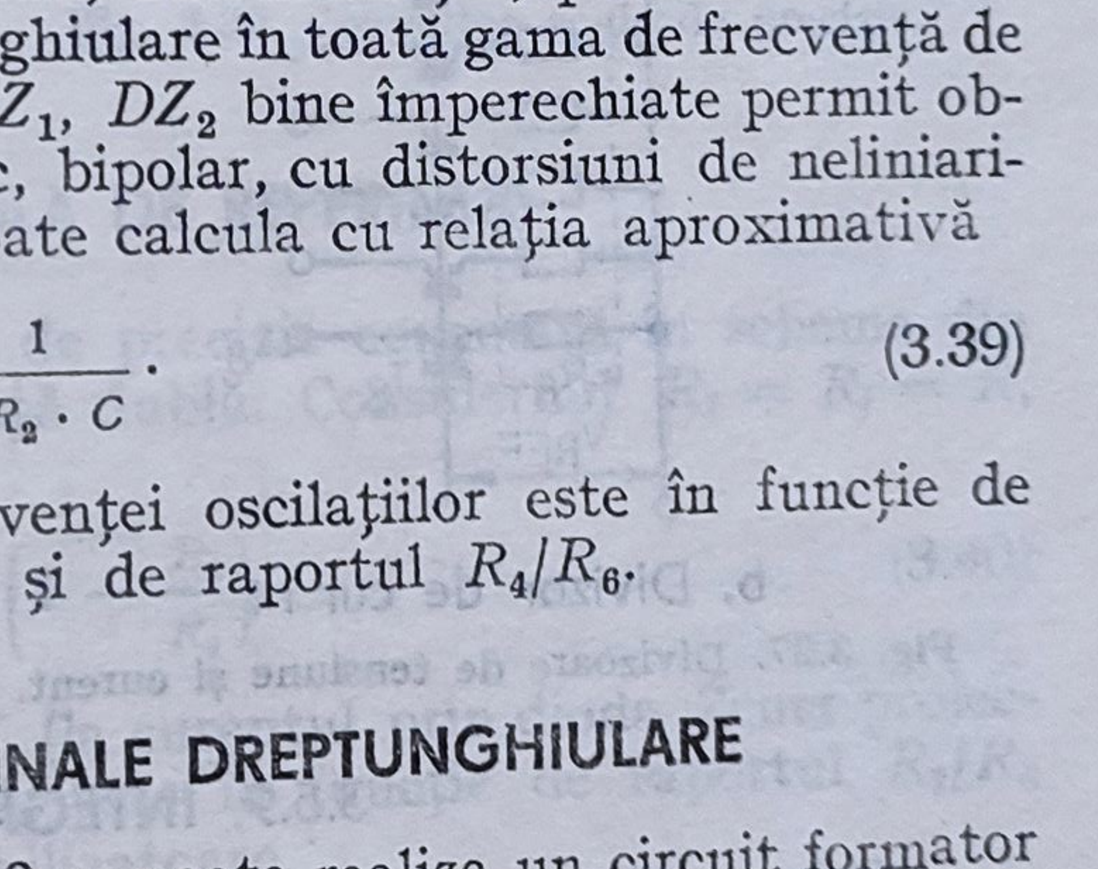
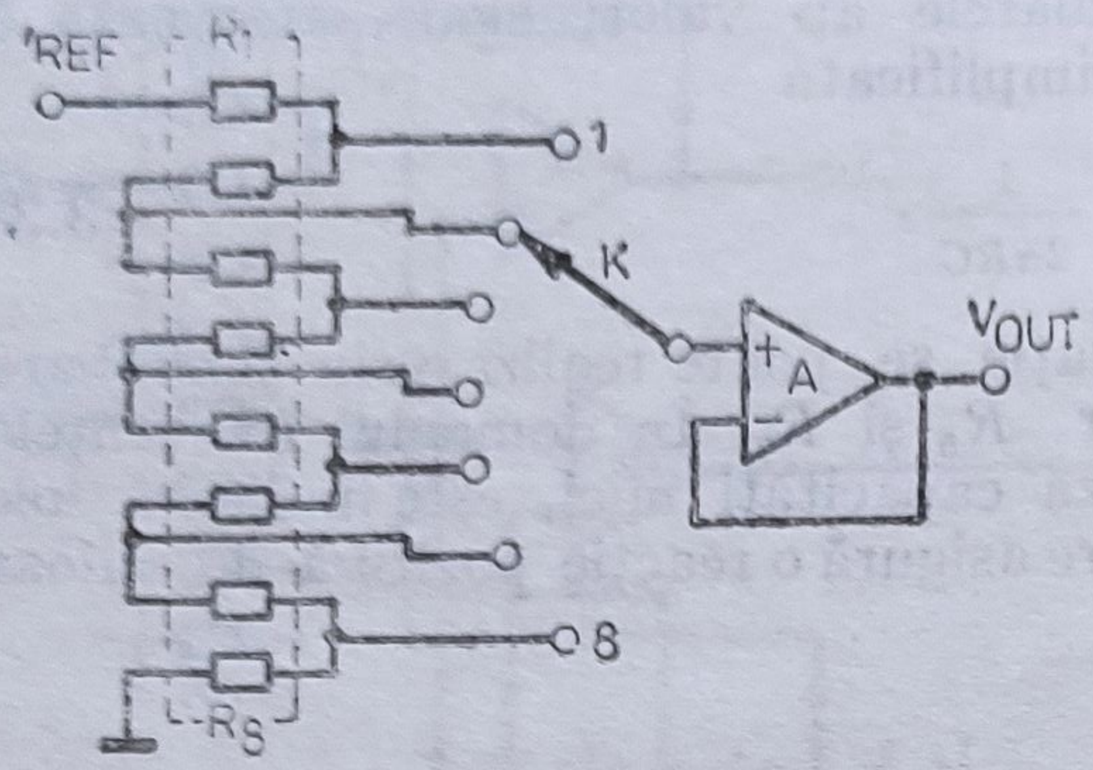
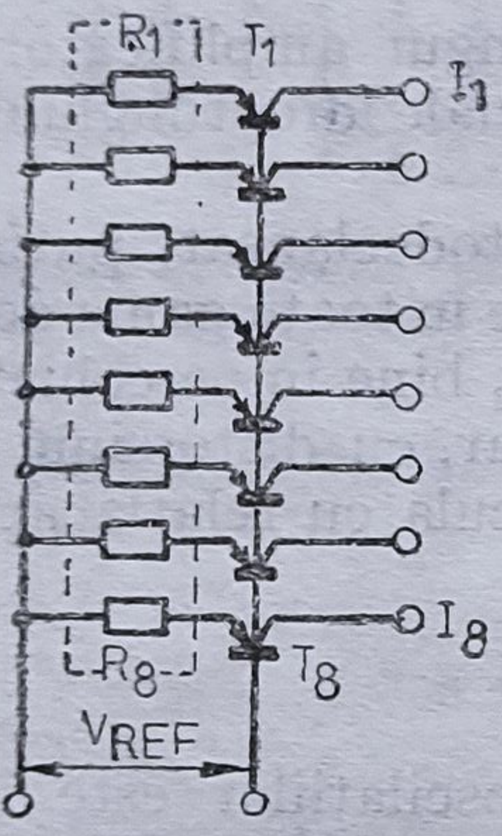


Fig. 3.26. Formator de semnale dreptunghiulare.

Mărimea histerezisului este controlată de reacţia negativă şi se poate ajusta din grupul de rezistoare serie şi paralel. Dacă se cere o limitare de precizie, se adaugă grupul celor două diode Zener DZ_1, DZ_2 care trebuie bine împerechiate.



a. Divizor de tensiune



b. Divizor de curent

Fig. 3.27. Divizoare de tensiune şi curent.

3.5.8. DIVIZOARE DE TENSIUNE ŞI CURENT

Una sau mai multe reţele rezistive de precizie pot fi conectate ca în fig. 3.27, *a* pentru a oferi trepte de tensiune egale la ieşire. Pentru a preveni încărcarea neuniformă la ieşire, se poate utiliza un amplificator operaţional în montaj de repetor. Cu schema din fig. 3.27, *b* se pot realiza divizoare de curent cu valoare unică stabile în timp şi cu temperatura.

3.5.9. INTEGRATOR DUBLU

Schema din fig. 3.28 reprezintă un exemplu tipic de integrator dublu. Acest tip de circuit poate fi întrebuinţat pentru a elimina zgomotul dintr-un semnal aplicat la intrare, realizarea unei medieri în timp sau pentru comutaţia analogică.

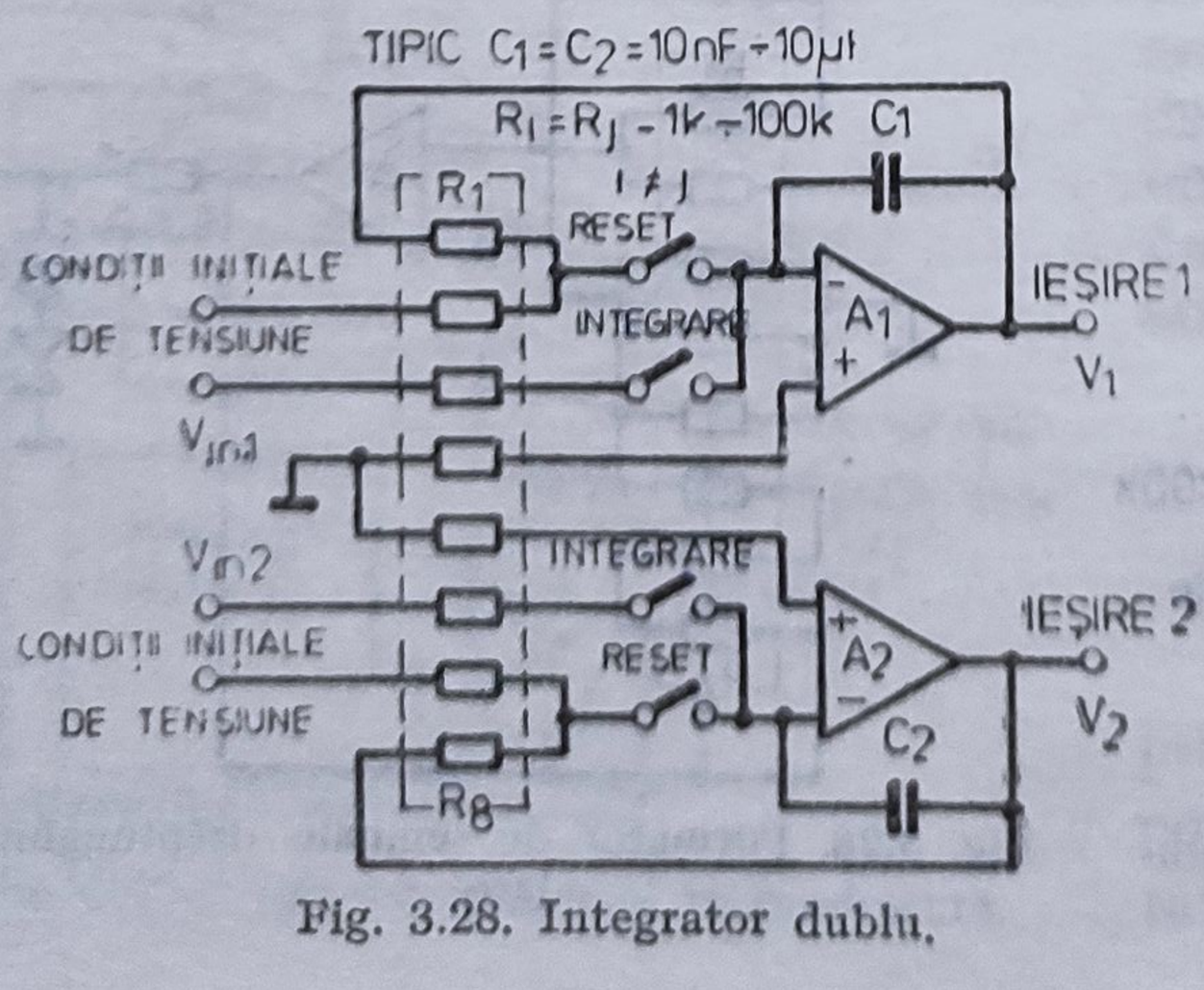


Fig. 3.28. Integrator dublu.

O reţea de precizie utilizată în acest circuit oferă rezistoare de valori egale, minimizînd astfel erorile şi eliminînd reglajele. În operaţiile de adunare şi înmulţire, intrări cu cîştig egal se pot realiza fără componente suplimentare.

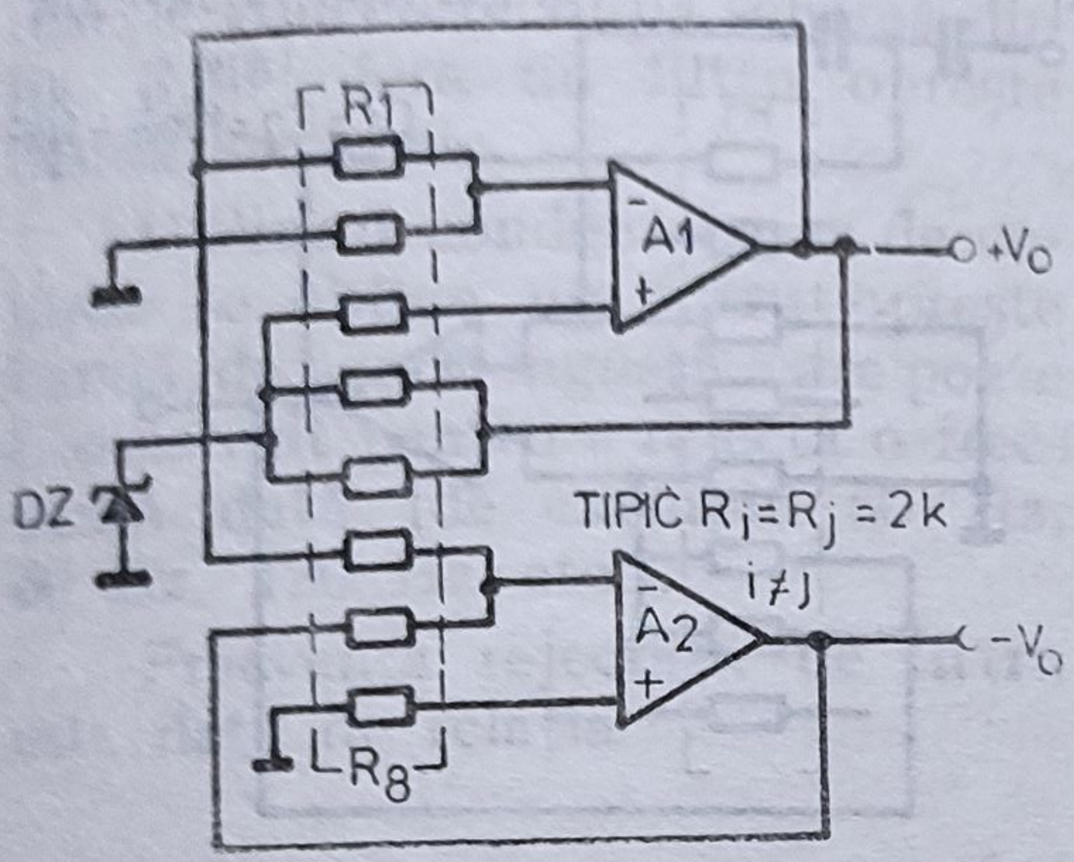


Fig. 3.29. Sursă dublă de referință.

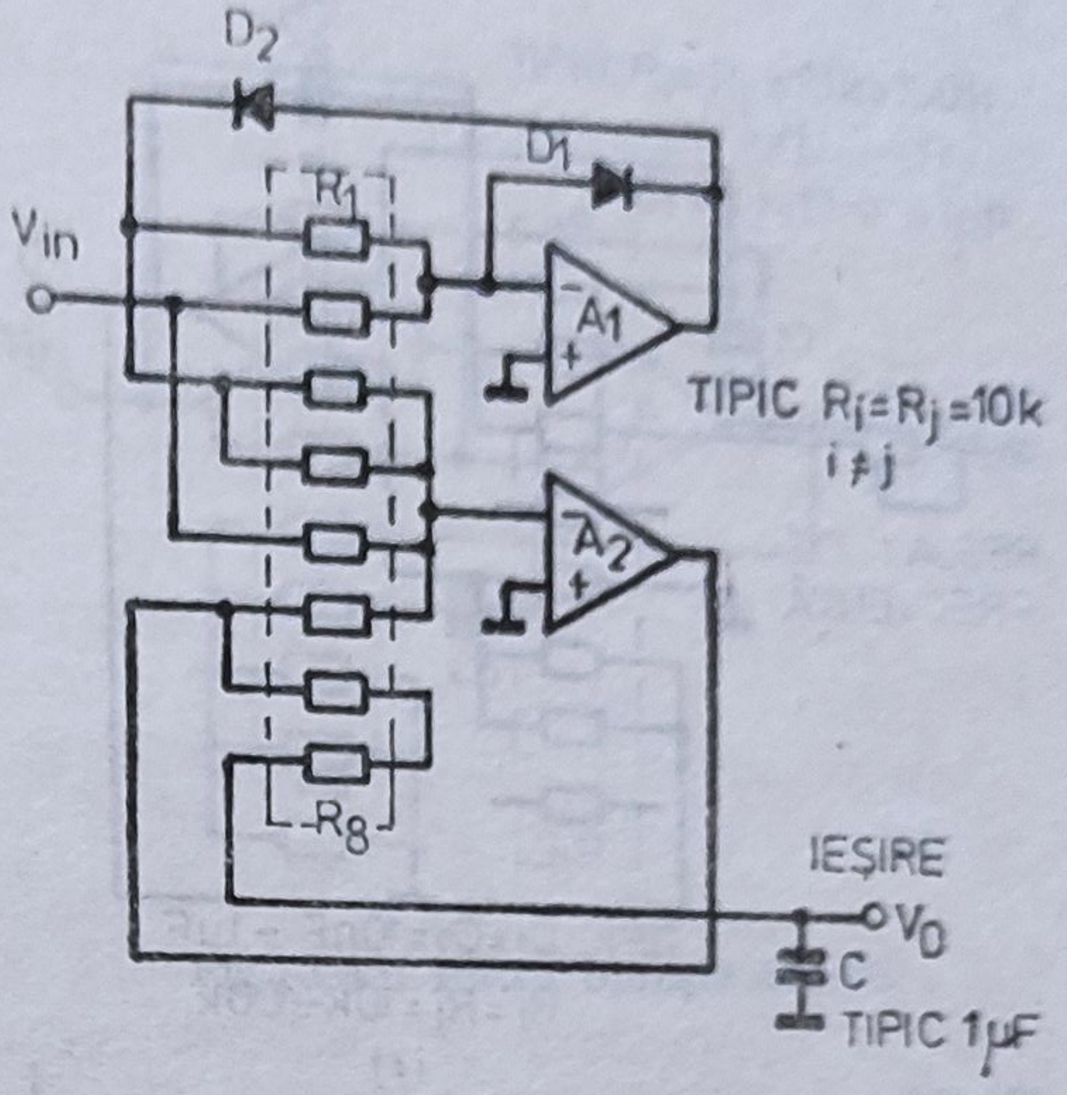


Fig. 3.30. Convertor ac-dc de precizie.

3.5.10. SURSĂ DUBLĂ DE REFERINȚĂ

Cu ajutorul unei rețele rezistive de precizie conectată în schema din fig. 3.29 se obține o sursă de referință dublă. Considerînd $R_i = R_j = R$, tensiunea de ieșire:

$$V_0 = V_z\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \tag{3.40}$$

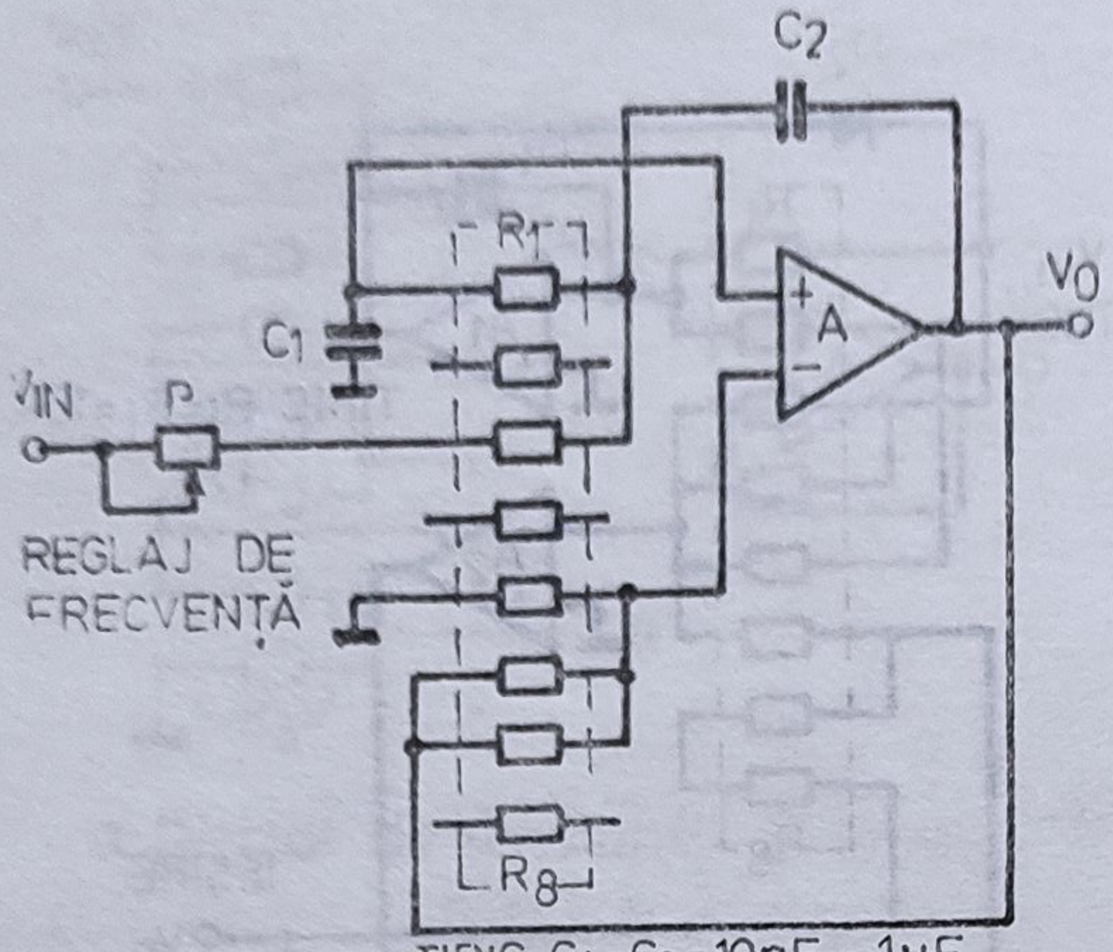
este dublul tensiunii pe dioda Zener V_z (la curentul prin dioda Zener proiectat). Analog, referința negativă $-V_0$ este în funcție de raportul R_7/R_8 și de tensiunea pe dioda Zener stabilizatoare.

3.5.11. CONVERTOR AC–DC DE PRECIZIE

Rețelele rezistive din seria 698 sînt ideale pentru aplicațiile în care se măsoară tensiuni alternative (*ac*) cu ajutorul unor circuite de curent continuu (*dc*). Fig. 3.30 prezintă schema unui convertor *ac—dc* de precizie, în care rezistoarele R_7 și R_8 sînt utilizate pentru netezirea semnalului de ieșire, iar rezistoarele $R_1 \ldots R_6$ de precizie pentru stabilirea raportelor de amplificare.

3.5.12. FILTRU TRECE JOS CU DOI POLI

O rețea de precizie, împreună cu condensatoare de calitate (policarbonat, mylar, polistiren, poliester metalizat) oferă o bună stabilitate cu temperatura și în timp a filtrului trece jos cu doi poli din fig. 3.31.



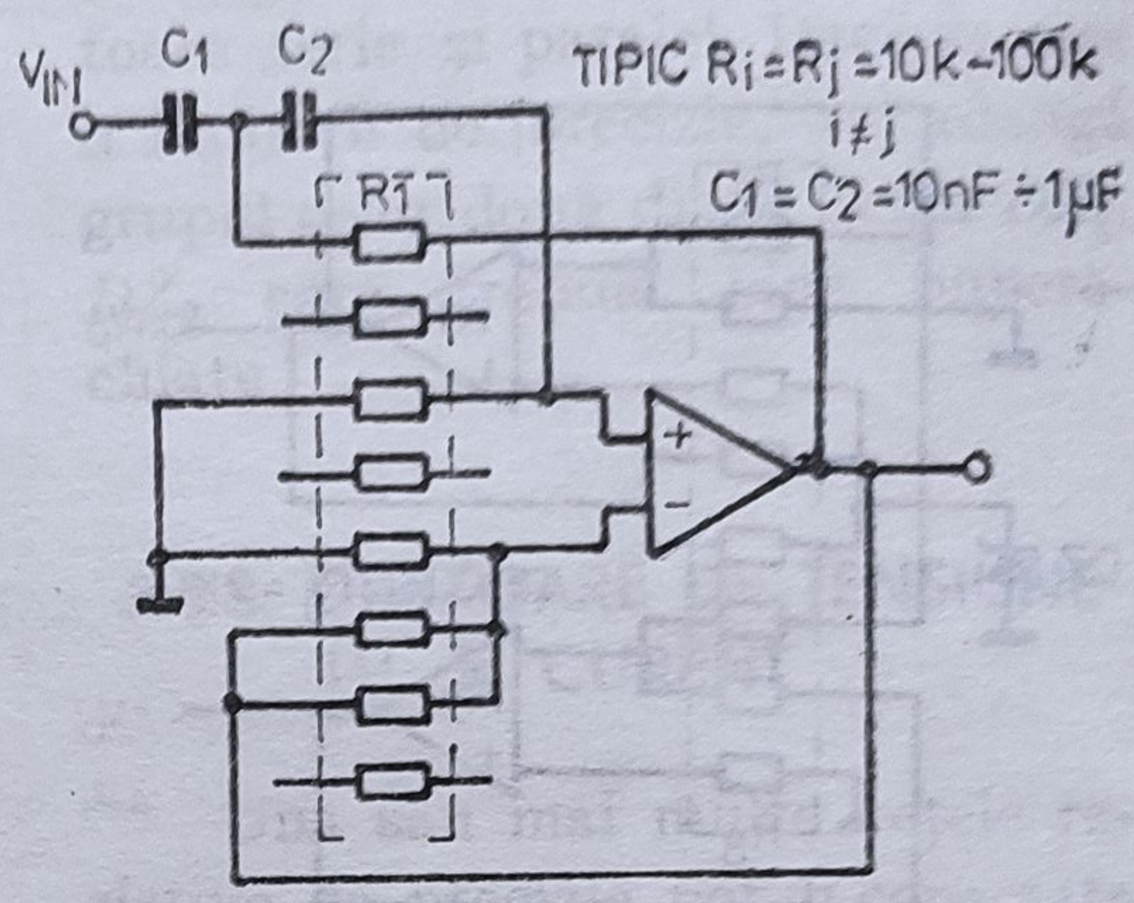


Fig. 3.31. Filtru trece jos cu doi poli.

Fig. 3.32. Filtru trece sus cu doi poli.

Acest filtru are $Q = 2/3$ și frecvența de tăiere dată de relația

$$f = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ unde : } R = \sqrt{R_1 R_3};\ C = C_1 = C_2. \qquad (3.41)$$

Pentru a simplifica modificarea frecvenței, un semireglabil $P = R/10$ poate fi adăugat în serie. Factorul de calitate Q se poate modifica prin schimbarea raportului de reacție $R_5/R_6 \| R_7$. Astfel de filtre pot fi conectate în cascadă pentru a obține configurații mai complexe.

3.5.13. FILTRU TRECE SUS CU DOI POLI

Filtrul trece sus cu doi poli din fig. 3.32, construit dual cu filtrul trece jos din fig. 3.31, poate fi realizat cu o rețea rezistivă de precizie și două condensatoare de calitate avînd valorile egale. Frecvența de tăiere este dată de relația

$$f = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ unde : } R = \sqrt{R_1 R_3};\ C = C_1 = C_2, \qquad (3.42)$$

și acest tip de filtru va avea o stabilitate în timp și cu temperatura la fel de bună ca și configurația trece jos.

Un filtru trece bandă poate fi ușor realizat prin înserierea unui filtru trece sus cu unul trece jos, avînd frecvențe de tăiere apropiate.

3.5.14. FILTRU OPREȘTE BANDĂ

Un singur amplificator operațional și o rețea rezistivă pentru reacție conectate după schema din fig. 3.33 oferă un filtru oprește bandă economic.

Utilizînd condensatoare de calitate se obține un filtru oprește bandă, de bandă îngustă, care poate fi construit pentru a rejecta o frecvență dată (de exemplu 50 Hz, 60 Hz, 120 Hz etc.).

Frecvența rejectată de filtru este dată de relația

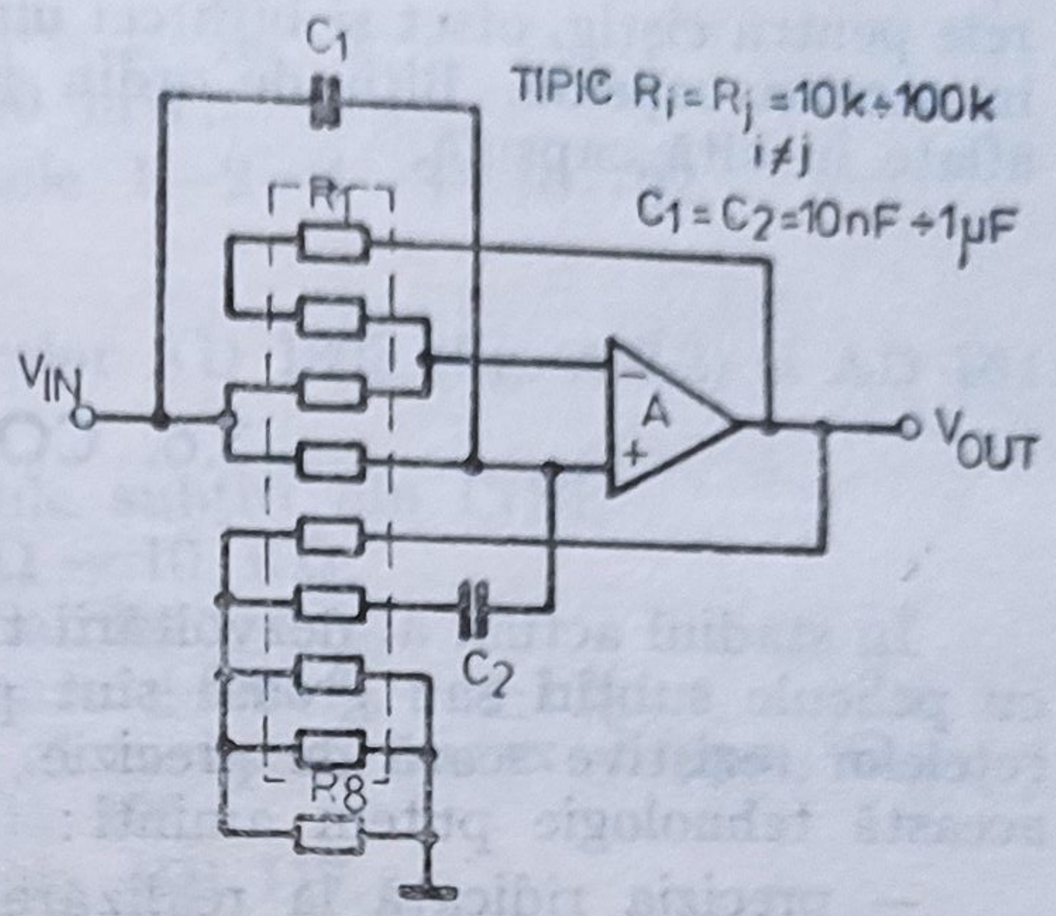


Fig. 3.33. Filtru oprește bandă.

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}, \tag{3.43}$$

unde rezistoarele și condensatoarele sînt de valori egale.

3.5.15. CONVERTOR NUMERIC-ANALOGIC DISCRET

Rețelele rezistive de precizie sînt componente ideale pentru construcția convertoarelor numeric-analogice discrete sau hibride. Fig. 3.34 prezintă schema unui CNA discret de joasă rezoluție. Precizia standard poate fi obținută utilizînd mai mult de opt biți sau două decade *BCD*. Cînd rezistoarele din reacție, care determină cîștigul, fac parte din rețea, precizia și liniaritatea sînt excelente, datorită caracteristicilor de variație ale rezistoarelor rețelei.

Dacă se utilizează mai mult de o rețea, rezistoa-

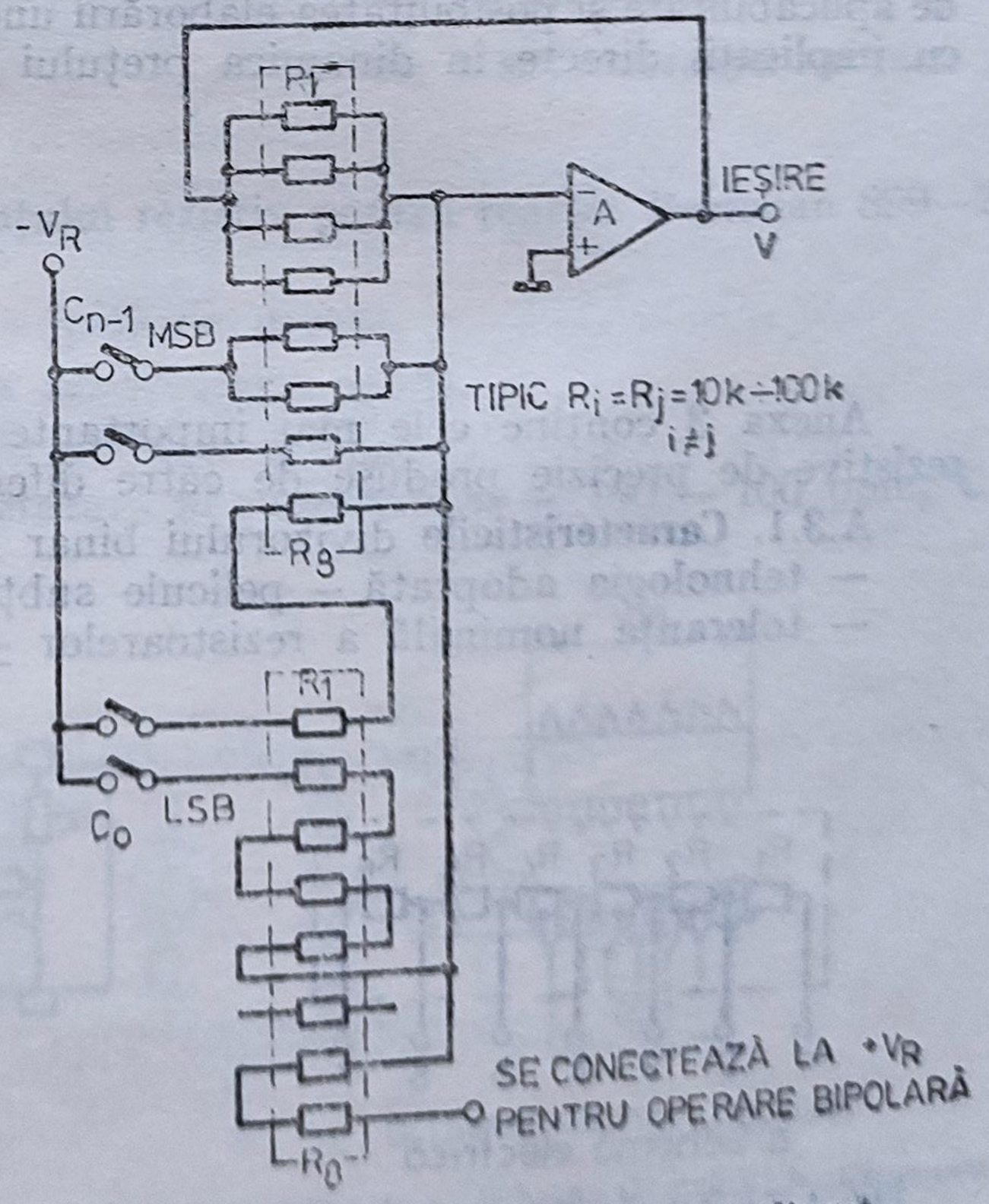


Fig. 3.34. Convertor numeric analogic discret.

rele pentru cîştig, ofset şi biţii cei mai semnificativi trebuie să se găsească în aceeaşi capsulă. Biţii de ordin inferior pot fi conectaţi la rezistoare aflate în altă capsulă.

3.6. CONCLUZII

În stadiul actual al dezvoltării tehnologice, circuitele integrate hibride cu pelicule subţiri sau groase sînt predestinate a se utiliza la realizarea reţelelor rezistive scară de precizie. Printre avantajele majore oferite de această tehnologie putem aminti:

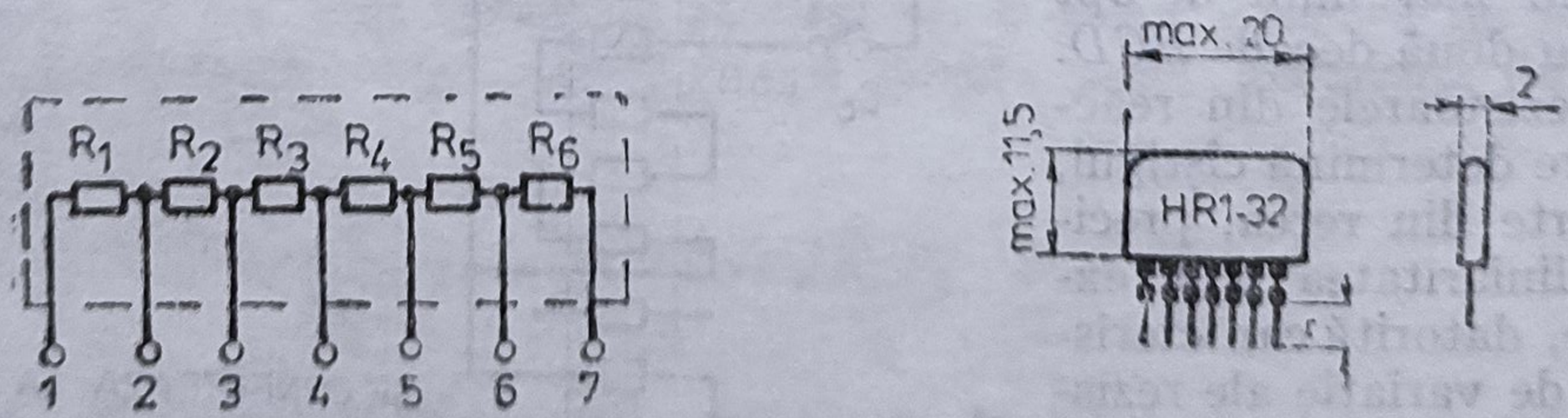
— precizia ridicată la realizare,
— coeficient de temperatură al rezistenţei scăzut,
— dimensiuni de gabarit reduse şi fiabilitate ridicată,
— posibilitatea ajustării funcţionale a fiecărui rezistor din reţea,
— realizarea orcărei configuraţii de reţea solicitată de beneficiar,
— preţ de cost acceptabil.

Pe lîngă aceste avantaje, trebuie menţionată flexibilitatea proiectării oricărei configuraţii de reţea rezistivă pentru cele mai diverse domenii de aplicabilitate şi posibilitatea elaborării unor algoritmi simpli de ajustare, cu implicaţii directe în dinamica preţului de cost.

ANEXA 3

Anexa 3 conţine cele mai importante caracteristici ale unor reţele rezistive de precizie produse de către diferite firme.

A.3.1. **Caracteristicile** divizorului binar HR 1—32 [7] din fig. A.3.1
— tehnologia adoptată — pelicule subţiri din tantal,
— toleranţa nominală a rezistoarelor ±5%.



a. Schema electrică b. Dimensiunile capsulei

Fig. A.3.1. Divizorul binar HR 1—32: a. Schema electrică; b. Dimensiunile capsulei.

— precizia raportului de divizare ±1%,
— puterea maximă disipată 100 mW,
— asigură divizarea în rapoartele 1—2—4—8—16—32.

A.3.2. **Caracteristicile** atenuatoarelor AD 1803 (fig. A.3.2) şi AD 1841 (fig. A.3.3). [7]:
— tehnologia adoptată — pelicule subţiri din CrNi,
— rezistenţa nominală între 1Ω — 10 KΩ,
— toleranţa nominală a rezistoarelor ±1%,
— precizia raportului de atenuare ±0,01% — ±1%,
— coeficientul de temperatură al rezistenţei max. 5 ppm/°C,
— atenuarea maximă obtenabilă 10^5,
— capsula standard dual în linie MP 117.

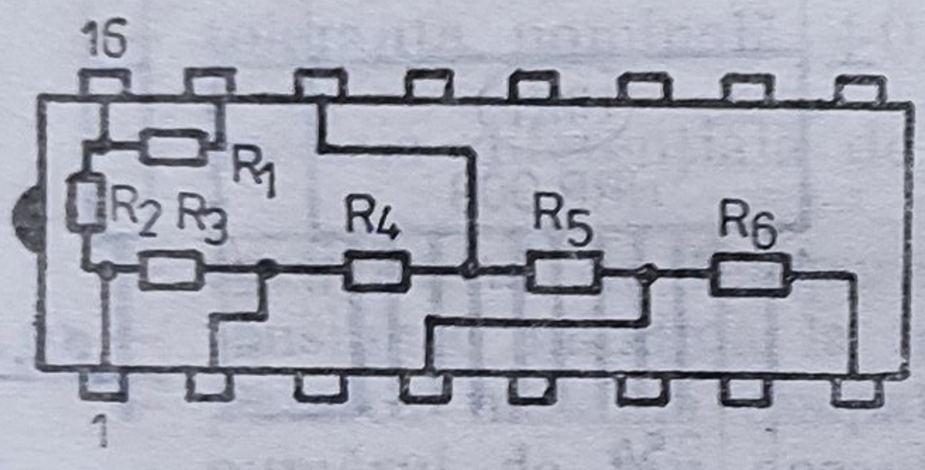


Fig. A.3.2. Atenuatorul AD 1803.

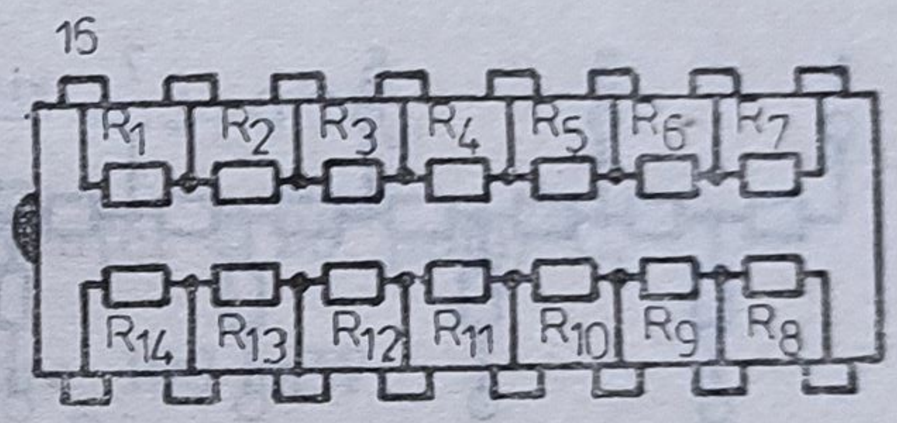


Fig. A.3.3. Atenuatorul AD 1841.

A.3.3. **Caracteristicile** lanţului rezistiv pentru reacţie Beckman 899—2 [7] din fig. A.3.4:
— tehnologia adoptată — pelicule groase,
— toleranţa nominală a rezistoarelor ±2%,
— precizia raportului de divizare ±1%,
— coeficientul de temperatură al rezistoarelor — 150 — 100 ppm/°C,

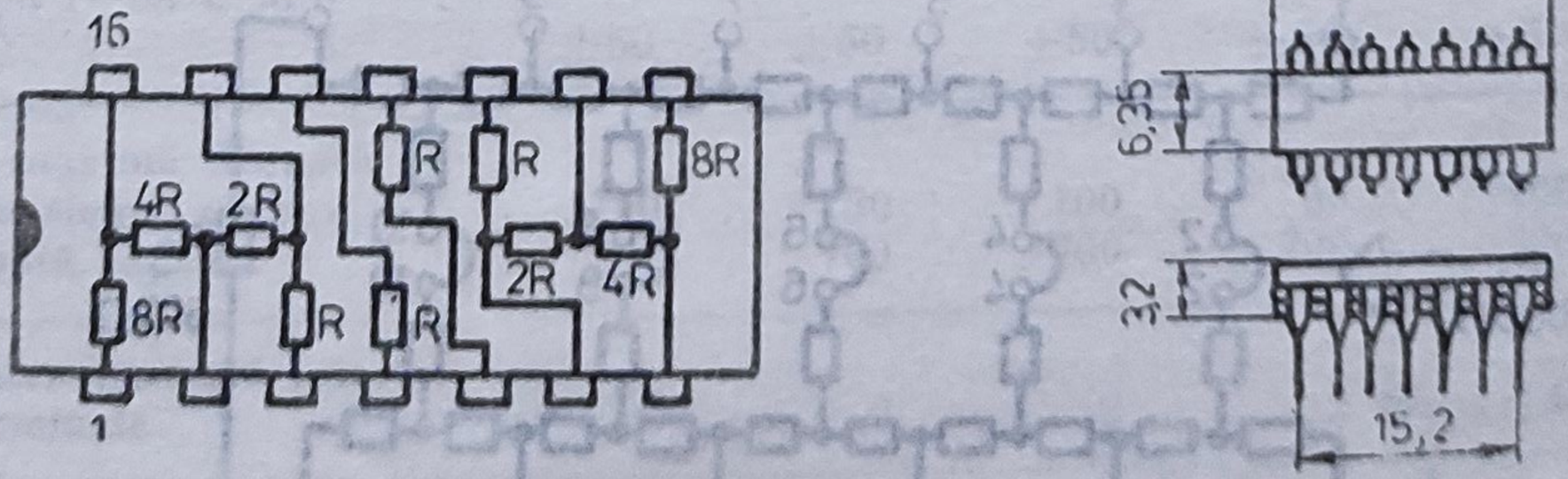


Fig. A.3.4. Lanţul rezistiv pentru reacţie Beckman 899—2: a. Schema electrică; b. Dimensiunile capsulei.

— puterea maximă admisă pe capsulă 0,25 W,
— capsulă standard ceramică dual în linie,
— domeniu de aplicabilitate — reacţia amplificatoarelor operaţionale.

A.3.4. **Caracteristicile** lanţului rezistiv pentru atenuare HRR 003 [7] din fig. A.3.5 :

— tehnologia adoptată — pelicule subţiri,
— toleranţa nominală a rezistoarelor $\pm 1\%$,
— precizia raportului de divizare $\pm 0{,}5\%$,
— coeficientul de temperatură al rezistoarelor $\leqslant 25$ ppm/°C,
— puterea maximă disipată pe capsulă $\leqslant 0{,}25$ W,
— atenuările realizabile 1, 2, 4, 8, 16, dB.

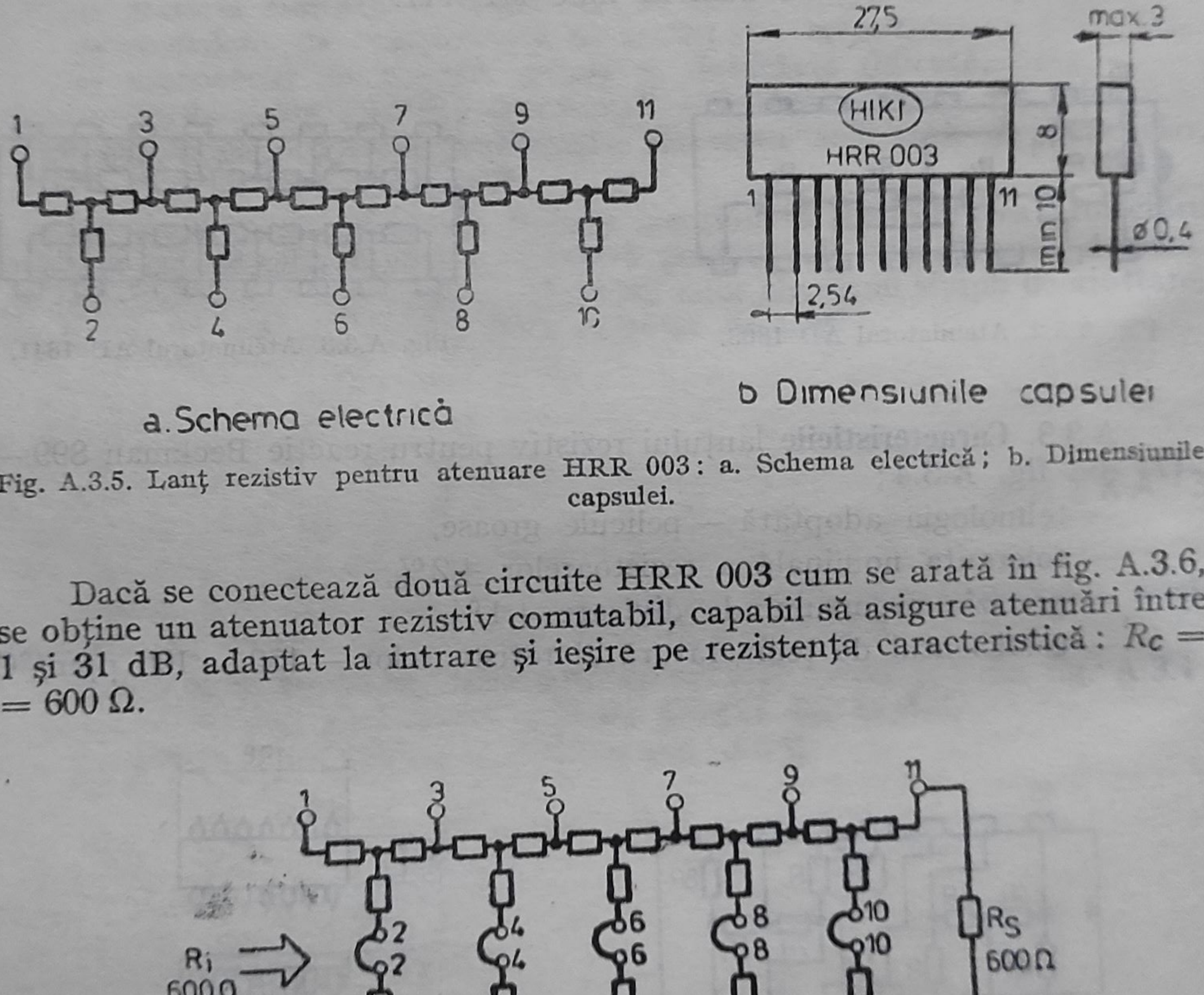


Fig. A.3.5. Lanţ rezistiv pentru atenuare HRR 003 : a. Schema electrică ; b. Dimensiunile capsulei.

Dacă se conectează două circuite HRR 003 cum se arată în fig. A.3.6, se obţine un atenuator rezistiv comutabil, capabil să asigure atenuări între 1 şi 31 dB, adaptat la intrare şi ieşire pe rezistenţa caracteristică : $R_c = 600\ \Omega$.

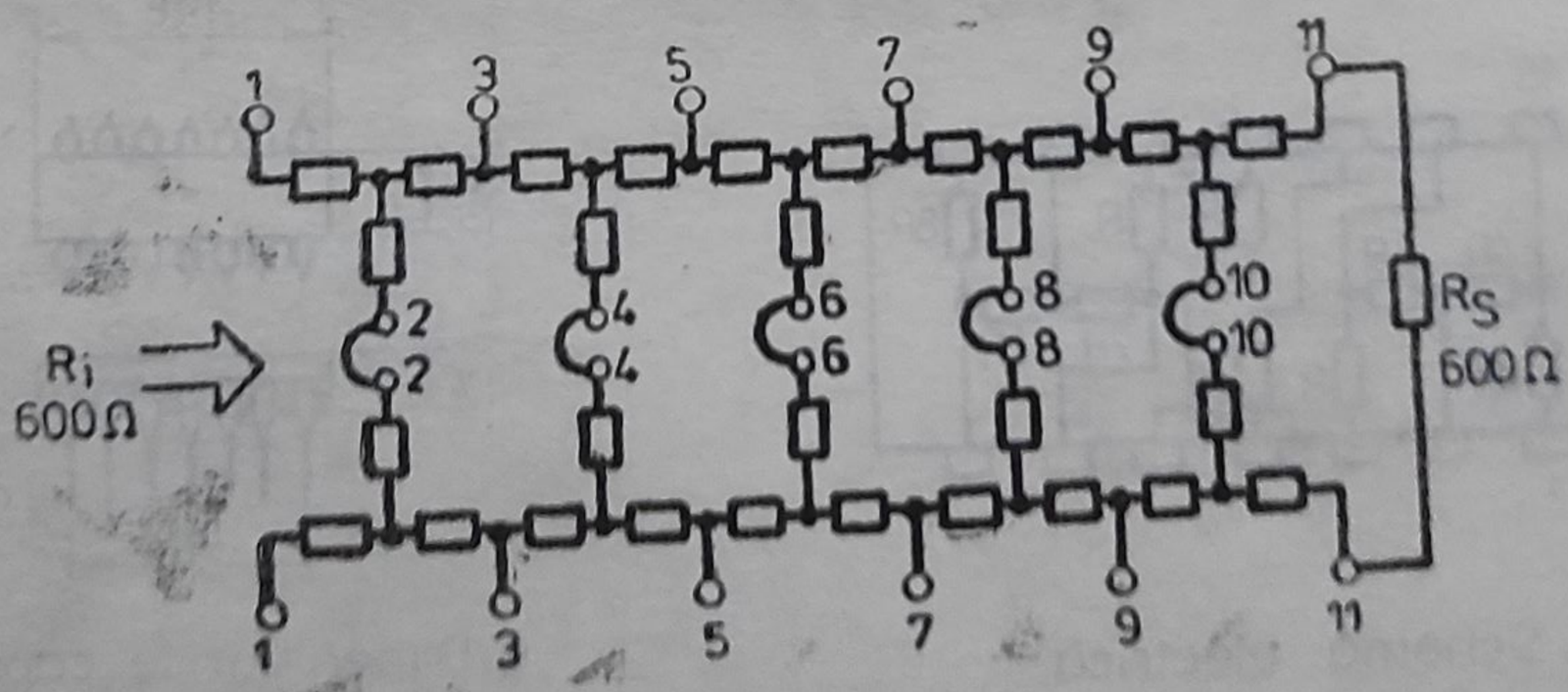


Fig. A.3.6. Schema de conectare a două circuite HRR 003 pentru obţinerea unui atenuator comutabil.

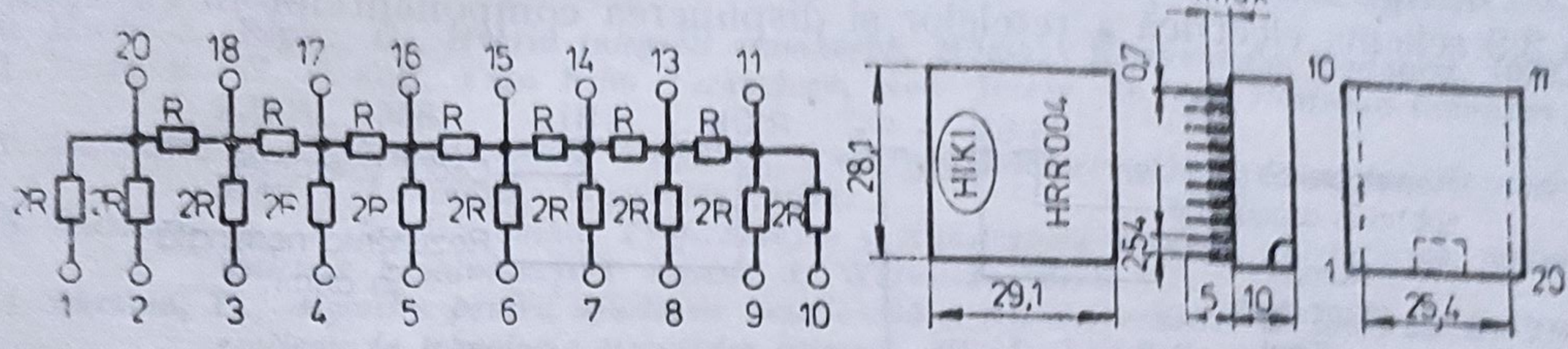


Fig. A.3.7. Reţea rezistivă de conversie $R-2R$, tip HRR 004: a. Schema electrică; b. Dimensiunile capsulei.

A.3.5. **Caracteristicile** reţelei rezistive de conversie R—2R HRR 004 [7] din fig. A.3.7:

— tehnologia adoptată — pelicule subţiri din NiCr,
— rezistenţa nominală $R = 10$ kΩ,
— toleranţa nominală $\pm 0{,}5\%$,
— precizia diferenţială de realizare $\frac{2R_{max}}{R_{min}} = 2 \pm 0{,}2\%$,
— coeficientul de temperatură al rezistenţei $\leqslant 25$ ppm/°C,
— tensiunea maximă la intrare 30 V,
— puterea maximă disipată de rezistoare 100 mW,
— numărul de biţi acceptaţi la intrare 8,
— tipul comenzii: curent sau tensiune,
— gama temperaturilor de funcţionare $-20 - +75$°C,
— gama temperaturilor de stocare $-40 - +85$°C.

A.3.6. **Caracteristicile** unor reţele rezistive de precizie din seria Beckman 694—698—699 [7]:

CARACTERISTICI	MODEL					UNITĂŢI
	694—3	698—1	698—3	691—1	699—3	
Coeficientul de temperatură al rezistenţei (—55°C la +125°C)	±50	±50	±50	±50	±50	ppm/°C
Puterea maximă disipată:						
— de un singur rezistor	150	50	100	50	100	mW
— de toată capsula	500	700	700	700	700	mW
Capacitatea parazită între două terminale	2	2	2	2	2	pF
Zgomotul maxim	—40	—40	—40	—40	—40	dB
Temperatura de lucru sau de stocare	—65 la +125					°C

În fig. A.3.8 se prezintă semnificaţia notaţiilor la capsulă, iar în fig. A.3.9 schema electrică a reţelelor şi dispunerea componentelor în capsulă.

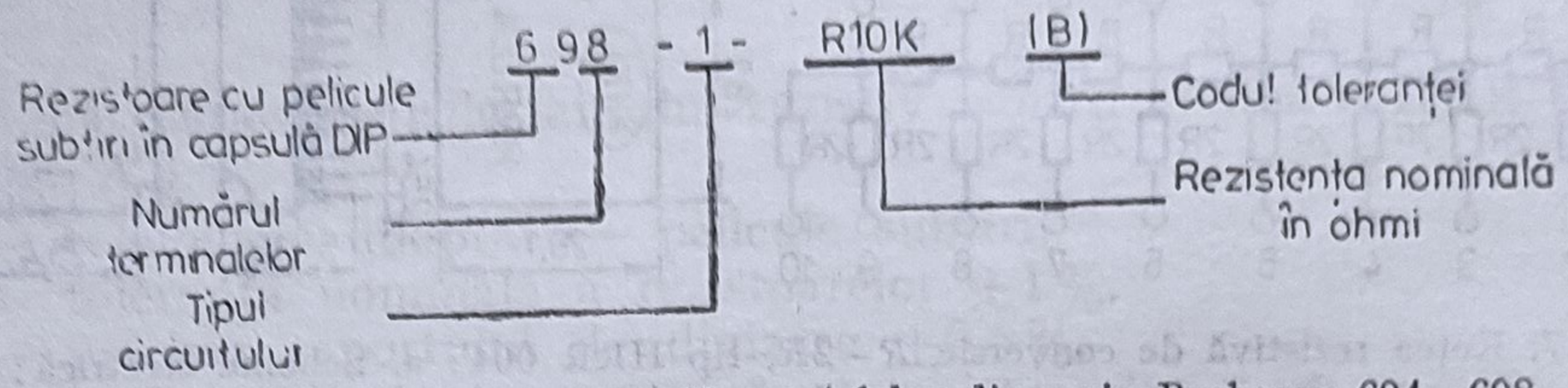


Fig. A.3.8. Codul notaţiilor pe capsulă a reţelelor din seria Beckman 694—698—699.

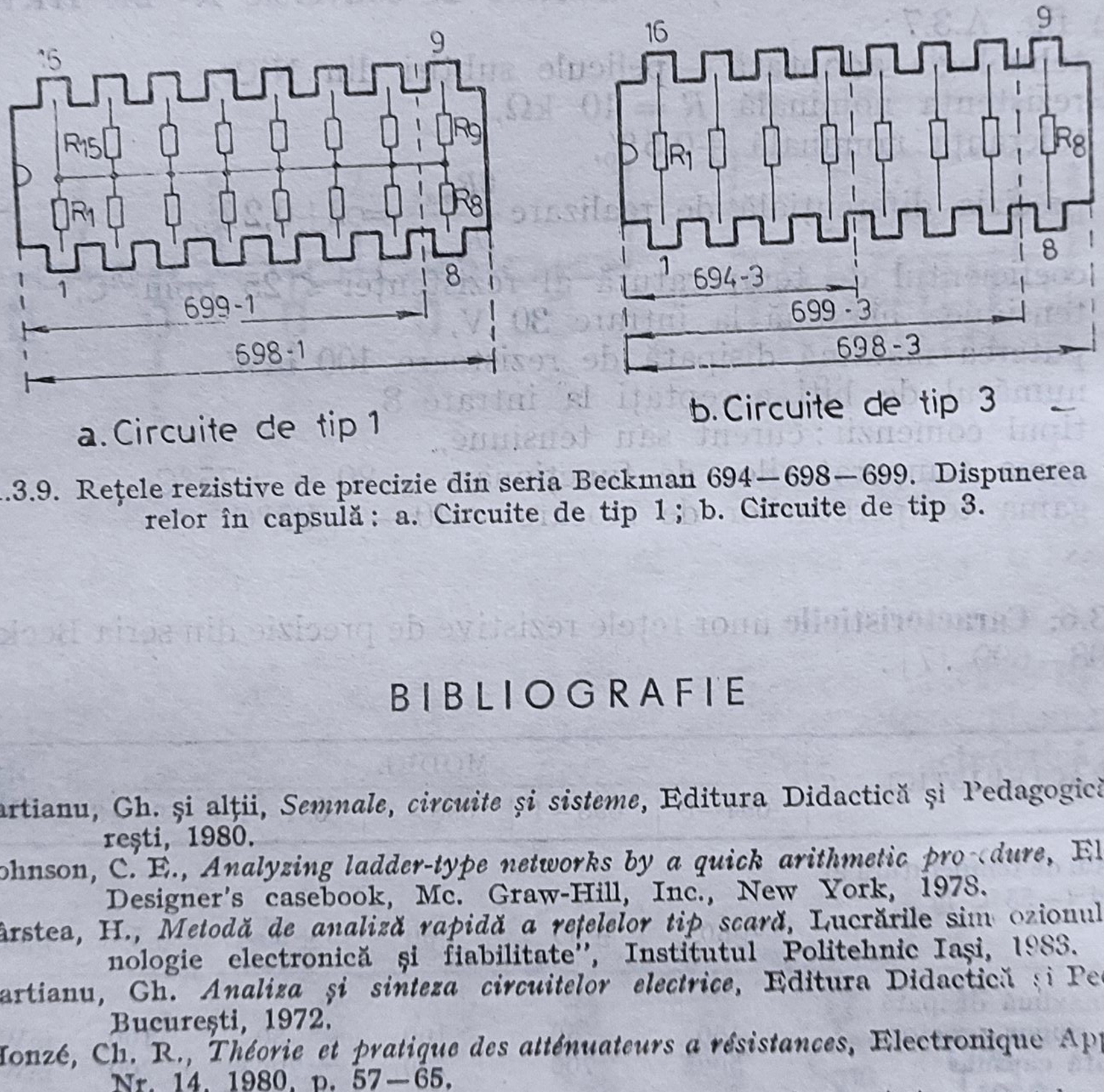


Fig. A.3.9. Reţele rezistive de precizie din seria Beckman 694—698—699. Dispunerea rezistoarelor în capsulă: a. Circuite de tip 1; b. Circuite de tip 3.

BIBLIOGRAFIE

1. Cartianu, Gh. şi alţii, *Semnale, circuite şi sisteme*, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980.
2. Johnson, C. E., *Analyzing ladder-type networks by a quick arithmetic procedure*, Electronics Designer's casebook, Mc. Graw-Hill, Inc., New York, 1978.
3. Cârstea, H., *Metodă de analiză rapidă a reţelelor tip scară*, Lucrările simpozionului „Tehnologie electronică şi fiabilitate", Institutul Politehnic Iaşi, 1983.
4. Cartianu, Gh. *Analiza şi sinteza circuitelor electrice*, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1972.
5. Honzé, Ch. R., *Théorie et pratique des atténuateurs a résistances*, Electronique Applications Nr. 14, 1980, p. 57—65.
6. Cârstea, H., *Asupra preciziei de realizare a atenuatoarelor rezistive comutabile, obţinute prin depuneri metalice pe suporţi izolanţi*, Lucrările sesiunii anuale de comunicări ştiinţifice în domeniul componentelor electronice pasive IPEE Electroargeş, Curtea de Argeş, 1982.
7. * * * Cataloage ale firmelor: DACO, ITT-METRIX, COGECO, SFERNICE SOVCOR, BECKMAN, ANALOG-DEVICES, HIKI, DUPONT, CCSIT-S, IPEE Electroargeş.
8. Pop, E., Stoica, V., *Principii şi metode de măsurare numerică*, Editura Facla, Timişoara, 1977.

9. Lilen, H., *Circuites hybrides à conches minces et à conches épaisses*, Editions Radio, Paris, 1974.
10. Haidú I., Ripka, G., *Hybrid integrált áramkörök*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979.
11. Berry R. W. şi alţii, *Thin Film Technology*, New Jersey, D. Van Nostrand Company, S.U.A., 1968.
12. Guzinski, A., *Mikroelektronika, Technologia nkladów warstwowych Wydawnictwa Komunikacji i Lacznosci*, Warszawa, 1971.
13. Guzinski, A., *Mikroelektronika, Projectowanie i Konstrukcja nkladów warstwowych, wydawnictwa komunikacji i Lacznosci*, Warszawa, 1971.
14. Carstea, H., *Algoritm pentru ajustarea funcţională a reţelelor rezistive de conversie R—2R realizate în tehnologia circuitelor integrate hibride*, Lucrările sesiunii anuale de comunicări ştiinţifice în domeniul componentelor electronice pasive IPEE Electroargeş, Curtea de Argeş, 1982.
15. Cârstea, H., Harea, V., *Asupra unor realizări în domeniul circuitelor integrate hibride la Institutul Politehnic „Traian Vuia" din Timişoara*, Lucrările sesiunii de comunicări ştiinţifice de electronică aplicată, Timişoara, 1979.
16. Manolescu, A. M., *Aspecte privind proiectarea rezistoarelor cu straturi subţiri*, Electronică şi automatică, nr. 2, iunie, 1976.
17. Manolescu, A., *Ajustarea rezistoarelor peliculare cu ajutorul fasciculului LASER*, Electronică şi automatică, nr. 3, septembrie, 1977.
18. * * * *Beckman Series 698, Precision Film Resistor Networks: Application notes*, Prospectele firmei Beckman Instruments, Inc. Helipot Division, California, S.U.A., 1977.

Capitolul 4

COMUTATOARE ELECTRONICE CU TEC

4.1. INTRODUCERE

Comutatorul electronic (fig. 4.1) poate fi considerat ca un întrerupător comandat cu două stări:

— starea închisă: semnalul analogic prezent la intrare este transferat la ieșire fără nici o modificare

— starea deschisă: intrarea este total izolată de ieșire.

Circuitele integrate hibride utilizează cu precădere, ca element de comutație, tranzistorul cu efect de cîmp (TEC), deoarece, pe lîngă compatibilitățile tehnologice, TEC prezintă unele avantaje [1] comparativ cu alte dispozitive semiconductoare:

— în starea de conducție nu înseriază tensiuni reziduale pe calea semnalului util, întrucît nu prezintă joncțiuni pe calea sursă-drenă,

— oferă o impedanță mare de intrare pe calea semnalului de comandă (grilă) și ca urmare, realizează o bună izolare între calea semnalului util transmis și calea semnalului de comandă,

— întrucît TEC nu înmagazinează sarcini de purtători minoritari, efectele parazite sînt mai reduse și mai ușor de compensat,

— chiar dacă rezistențele minime din starea conductoare r_{ON} (2 — 1 000Ω) sînt mai mari decît cele obținute cu tranzistoare bipolare la saturație (1 — — 30Ω), se pot în schimb realiza în starea blocată rezistențe r_{OFF} (10^8 — — 10^{12}Ω) cu 2—3 ordine de mărime mai mari decît cele care se obțin cu tranzistoare bipolare în starea blocată. Ca urmare, raportul r_{OFF}/r_{ON} ($10^7 \div 10^{10}$) care

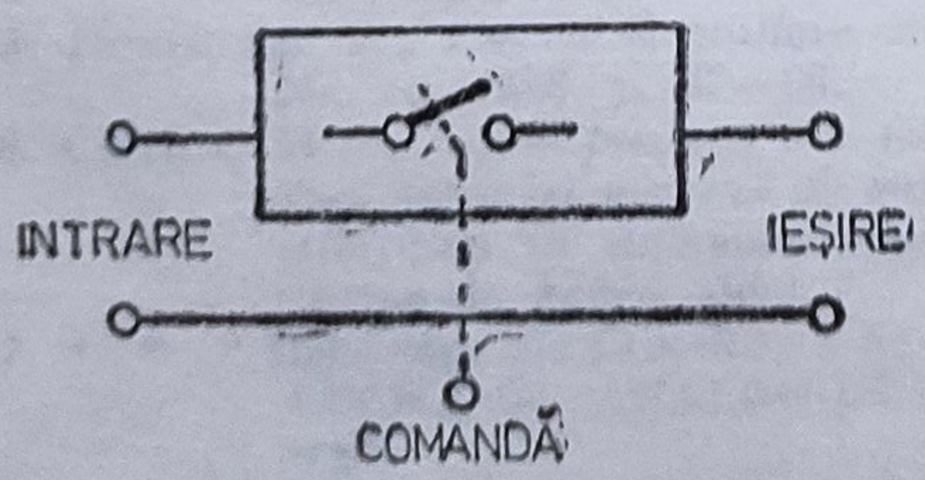


Fig. 4.1. Schema funcțională a unui comutator electronic.

caracterizează calitatea unui dispozitiv semiconductor ca element de comutație analogică este cu 2—4 ordine de mărime mai mare decît în cazul utilizării tranzistoarelor bipolare,

— durata de viaţă superioară a 100 000 h funcţionare, caracteristicile relativ stabile în timp, ca şi o comandă simplă din starea de conducţie în starea de blocare predestinează TEC-ul acestui gen de aplicaţii.

Acestea sînt principalele motive pentru care studiul iniţiat abordează numai problema comutatoarelor electronice realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp.

4.2. TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP ÎN REGIM DE COMUTAȚIE

Tranzistorul cu efect de cîmp este un dispozitiv semiconductor unipolar în care controlul curentului ce trece prin dispozitiv se efectuează cu ajutorul unui cîmp electric care modulează rezistența căii de trecere a curentului. Pentru TEC, calea de trecere a curentului se realizează în volumul sau la suprafața unui semiconductor și poartă numele de canal. Canalul poate fi indus sau inițial de tip n (conducție prin electroni) sau p (conducție prin goluri). După tipul canalului se disting TEC cu canal $n(p)$ indus (inițial).

În funcție de modul în care se obține canalul a cărui conductanță este modulată de cîmpul electric, se disting:

— tranzistoare cu grilă joncţiune TEC—J;

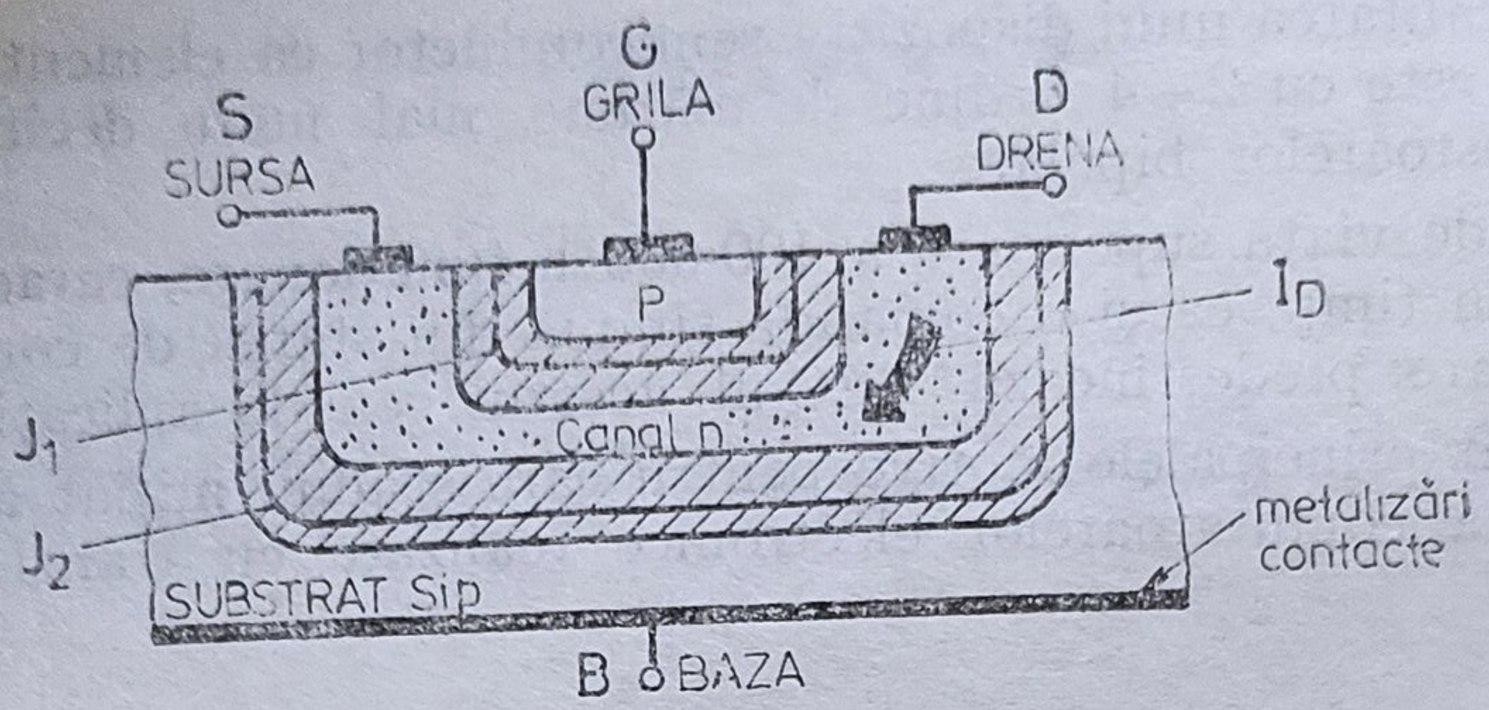
— tranzistoare cu grilă izolată TEC—MOS.

4.2.1. STRUCTURA FIZICĂ ȘI SIMBOLUL DE CIRCUIT AL TEC

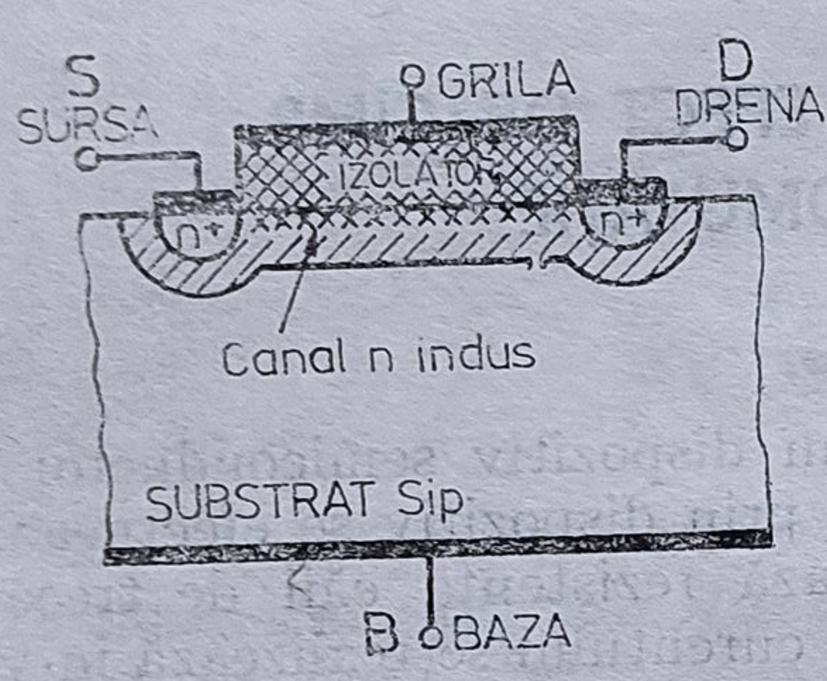
În fig. 4.2 se prezintă structura fizică a TEC, iar în tabelul 4.1 simbolurile de circuit utilizate pentru TEC, cu indicarea sensului convențional al tensiunilor și curenților prin dispozitiv.

4.2.2. TEC—J ÎN REGIM DE COMUTARE

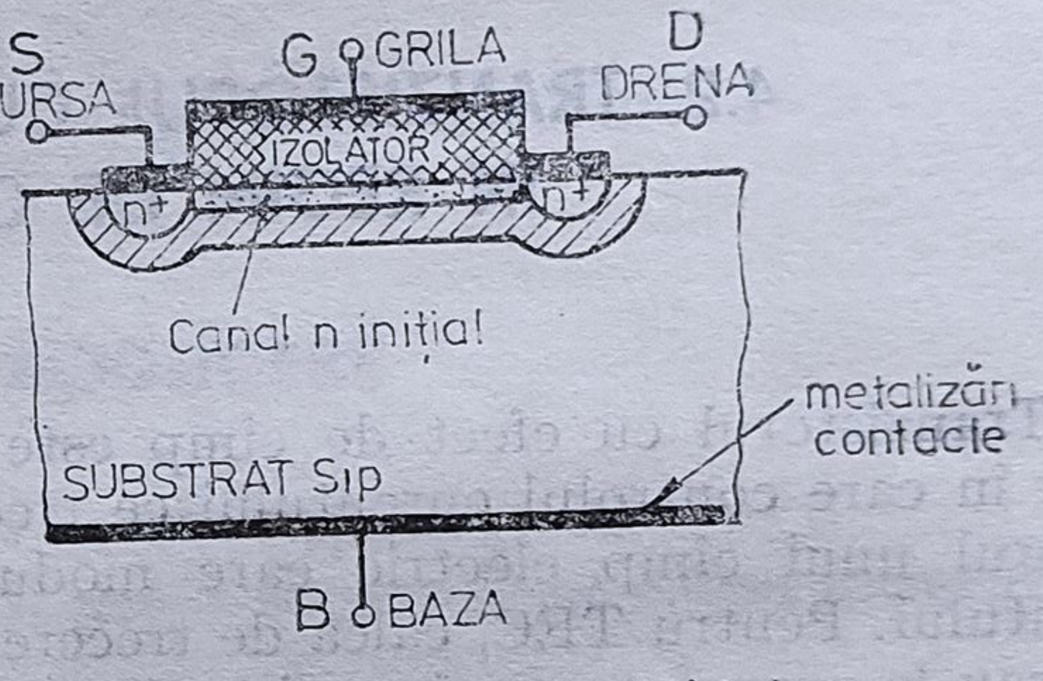
Din analiza tabelului 4.1 rezultă că TEC—J funcţionează în mod normal cu joncţiunea grilă-canal polarizată invers. Ca urmare, se poate varia lăţimea zonei sărăcite, deci rezistenţa canalului între drenă şi sursă



a. TEC-J cu canal n



b. TEC-MOS cu canal indus

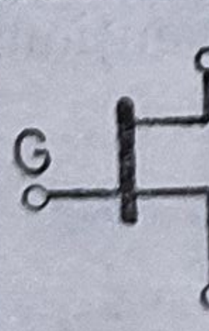
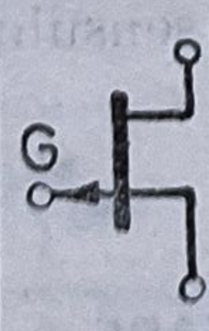
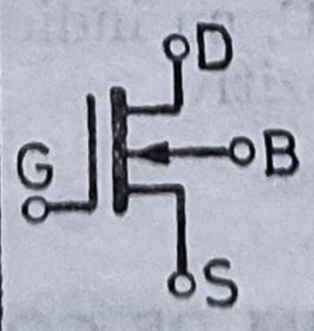
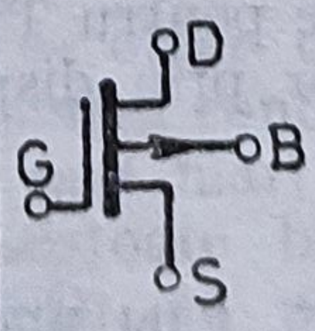
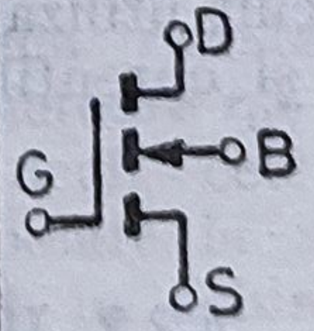
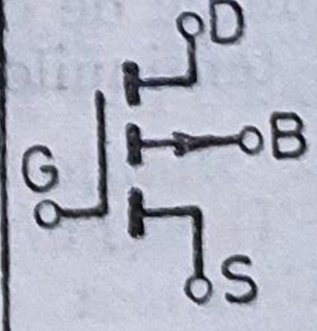


c. TEC-MOS cu canal inițial

Fig. 4.2. Structura fizică a TEC.

Tabelul 4.1

Simbolul de circuit și sensul convențional al tensiunilor și curenților pentru TEC

TEC - J CU GRILĂ JONCȚIUNE		TEC-MOS CU GRILĂ IZOLATĂ			
		CANAL INIȚIAL		CANAL INDUS	
CANAL N	CANAL P	CANAL N	CANAL P	CANAL N	CANAL P
					
$V_{DS} \geq 0$; $I_D \geq 0$	$V_{DS} \leq 0$; $I_D \leq 0$	$V_{DS} \geq 0$; $I_D \geq 0$	$V_{DS} \leq 0$, $I_D \leq 0$	$V_{DS} \geq 0$; $I_D \geq 0$	$V_{DS} \leq 0$; $I_D \leq 0$
$V_{GS} \leq 0$	$V_{GS} \geq 0$	$V_{GS} \gtrless 0$; V_B 0	$V_{GS} \gtrless 0$; $V_B \geq 0$	$V_{GS} > 0$; $V_B \leq 0$	$V_{GS} < 0$; $V_B \geq 0$
BAZA LEGATĂ LA SURSĂ					

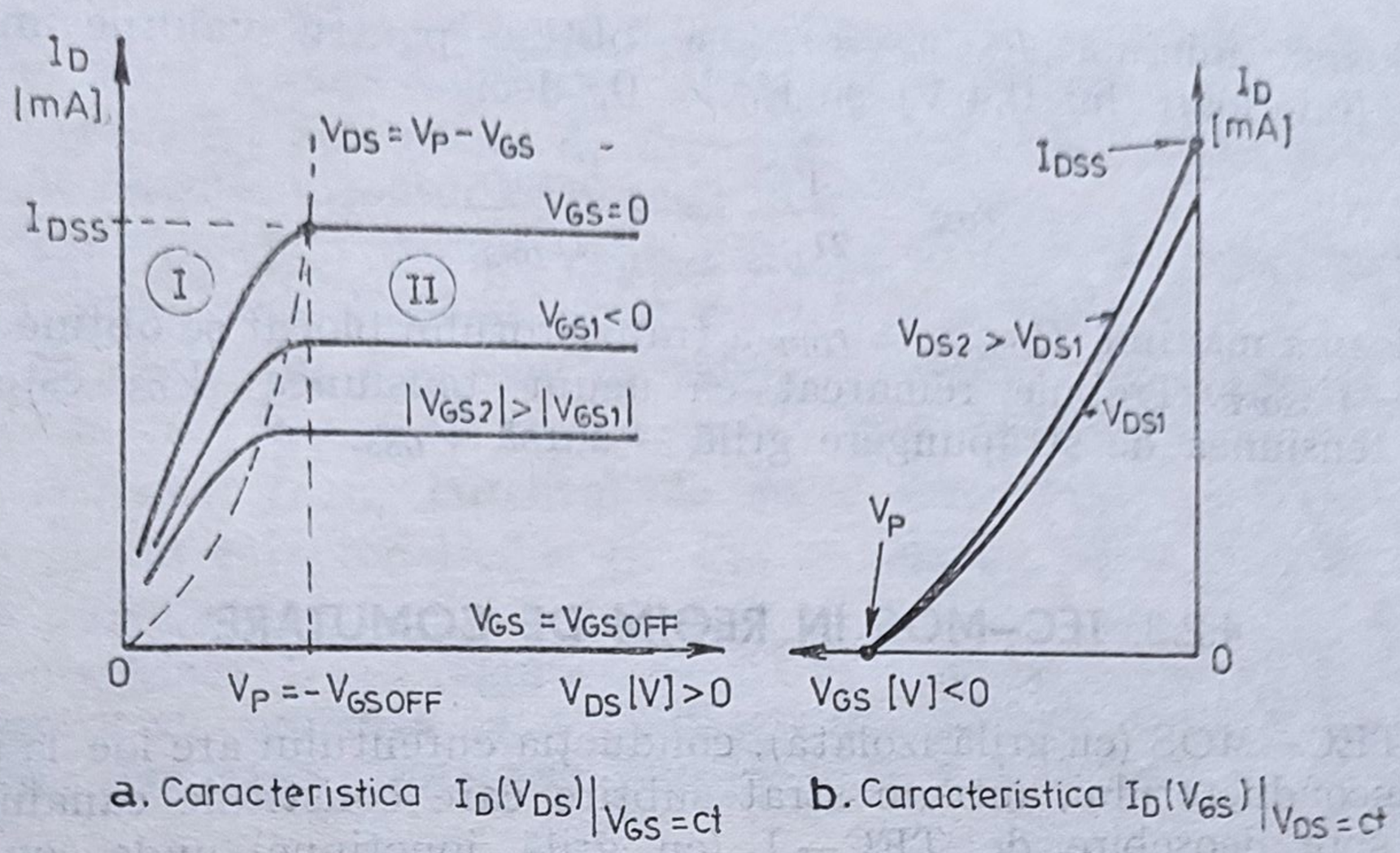


Fig. 4.3. Caracteristicile statice ale TEC—J de mică putere cu canal *n*.

prin controlul tensiunii de grilă. Caracteristicile statice tipice pentru un TEC—J de mică putere cu canal *n* sînt prezentate în fig. 4.3.

Pentru TEC—J cu canal *p*, caracteristicile au aceeași formă, modificîndu-se doar sensul curenților și semnul tensiunilor.

În planul I_D, V_{DS} se deosebesc două regiuni importante:

a) Regiunea I, la V_{DS} mici ($0{,}1 \div 0{,}3$ V), cînd I_D variază practic liniar cu V_{DS} [5]

$$I_D = I_{DSS} \cdot \frac{V_{DS}}{V_p}\left[2\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) - \frac{V_{DS}}{V_p}\right]. \tag{4.1}$$

TEC—J se comportă ca o rezistență a cărei valoare este controlată prin tensiunea de grilă. Această regiune este denumită regiunea liniară sau regiunea de tip triodă.

b) Regiunea II, cînd I_D este practic constant, independent de V_{DS} și dependent numai de V_{GS} printr-o relație de forma

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2. \tag{4.2}$$

Această regiune se numește regiunea de saturație sau regiunea de tip pentodă.

I_{DSS} reprezintă curentul de drenă pentru tensiunea de grilă nulă, iar V_p tensiunea de tăiere (sau de prag), definită ca valoarea tensiunii de grilă V_{GSOFF} de la care nu mai trece curent prin dispozitiv.

Funcționarea TEC—J în comutare analogică are loc în regiunea de tip triodă, unde

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{V_p^2}{2I_{DSS}\left(V_p - V_{GS} - \frac{V_{DS}}{2}\right)}. \tag{4.3}$$

Valoarea minimă $R_{DSmin} = r_{ON}$ se obține pentru valorile mici ale lui V_{DS} (inferioare lui 0,4 V) și $V_{GS} = 0$, deci

$$r_{ON} = \frac{V_p}{2I_{DSS}} = -\frac{V_{GSOFF}}{2I_{DSS}}. \tag{4.4}$$

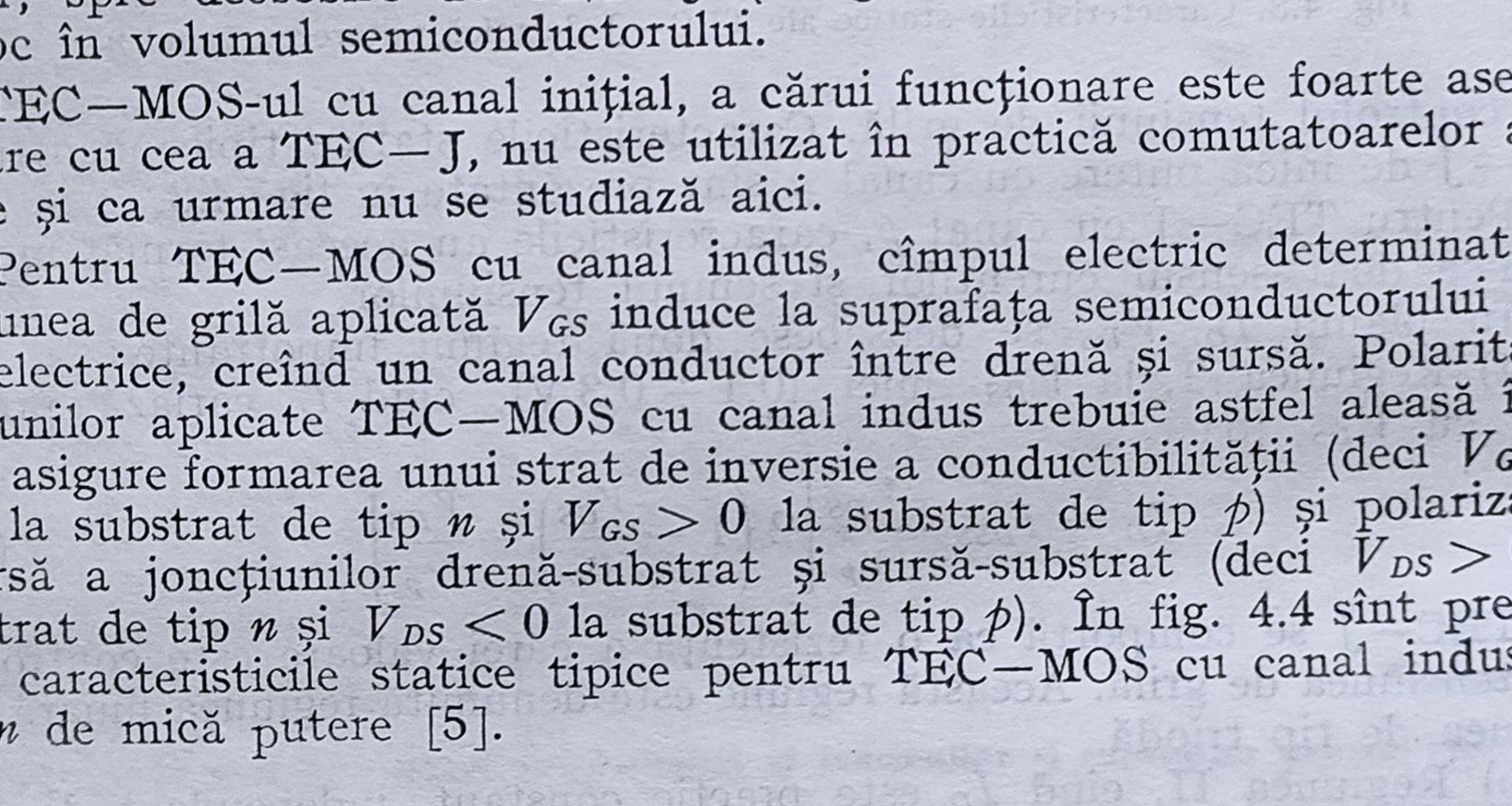
Valoarea maximă $R_{DSmax} = r_{OFF}$ a tranzistorului blocat se obține pentru $V_{GS} \leqslant -V_{GSOFF}$. Trebuie remarcat că acum tensiunea V_{GS} este limitată de tensiunea de străpungere grilă — sursă V_{GSS}.

4.2.3. TEC–MOS ÎN REGIM DE COMUTARE

La TEC—MOS (cu grilă izolată), conducția curentului are loc la suprafața semiconductorului, într-un strat subțire care constituie canalul conductor, spre deosebire de TEC—J (cu grilă joncțiune) unde conducția are loc în volumul semiconductorului.

TEC—MOS-ul cu canal inițial, a cărui funcționare este foarte asemănătoare cu cea a TEC—J, nu este utilizat în practică comutatoarelor analogice și ca urmare nu se studiază aici.

Pentru TEC—MOS cu canal indus, cîmpul electric determinat de tensiunea de grilă aplicată V_{GS} induce la suprafața semiconductorului sarcini electrice, creînd un canal conductor între drenă și sursă. Polaritatea tensiunilor aplicate TEC—MOS cu canal indus trebuie astfel aleasă încît să se asigure formarea unui strat de inversie a conductibilității (deci $V_{GS} < 0$ la substrat de tip n și $V_{GS} > 0$ la substrat de tip p) și polarizarea inversă a joncțiunilor drenă-substrat și sursă-substrat (deci $V_{DS} > 0$ la substrat de tip n și $V_{DS} < 0$ la substrat de tip p). În fig. 4.4 sînt prezentate caracteristicile statice tipice pentru TEC—MOS cu canal indus de tip n de mică putere [5].



a. Caracteristica $I_D(V_{DS})|_{V_{GS}=ct}$ b. Caracteristica $I_D(V_{GS})|_{V_{DS}=ct}$

Fig. 4.4. Caracteristicile statice ale TEC—MOS cu canal n indus.

Pentru TEC—MOS cu canal p, caracteristicile au aceeaşi formă modificîndu-se doar sensul curenţilor şi semnul tensiunilor.

Caracteristica curentului de drenă în funcţie de tensiunea grilă sursă pune în evidenţă următorii parametrii importanţi:

— curentul I_{DSS} definit pentru $V_{DS} = 0$ şi determinat de curentul invers al joncţiunii drenă-substrat polarizată invers (nA),

— tensiunea de prag sau de tăiere V_p definită ca tensiunea grilă — sursă de la care începe să treacă curent prin tranzistor,

— curentul I_{Dmax}, curentul de drenă maxim garantat de fabricant.

În planul caracteristicilor I_D, V_{DS} se disting, ca şi la TEC—J, două regiuni importante:

a) Regiunea I sau regiunea liniară la tensiuni de drenă mici, în care tranzistorul se comportă ca o rezistenţă dependentă de tensiune. Curentul de drenă este bine aproximat printr-o relaţie de forma

$$I_D = \beta\left[V_{DS}(V_{GS} - V_p) - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]. \tag{4.5}$$

b) Regiunea a II-a, numită regiune de saturaţie, la tensiuni de drenă mari, în care curentul de drenă nu mai depinde practic de tensiunea de drenă

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_p)^2, \tag{4.6}$$

unde β este o constantă legată de geometria tranzistorului.

Funcţionarea în comutaţie analogică a TEC—MOS se face în regiunea liniară unde

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \simeq \left\{\beta\left[(V_{GS} - V_p) - \frac{|V_{DS}|}{2}\right]\right\}^{-1}. \tag{4.7}$$

Valoarea minimă $R_{DS} = r_{ON}$ se obţine pentru tensiuni de drenă mici

$$r_{ON} \simeq \frac{1}{\beta(V_{GS} - V_p)}. \tag{4.8}$$

Această rezistenţă este în funcţie de tensiunea grilă-sursă şi scade cînd tensiunea de drenă creşte.

Valoarea maximă $R_{DSmax} = r_{OFF}$ a tranzistorului blocat se obţine pentru V_{GS} nulă sau inferioară lui V_p.

Întrucît unele TEC—MOS-uri sînt protejate prin construcţie cu diodă Zener între grilă şi substrat, polarizarea substratului trebuie făcută de aşa manieră ca să evite deschiderea în direct a diodei (substratul se aduce la potenţialul cel mai pozitiv în cazul TEC—MOS-ului cu canal p indus).

4.3. CARACTERISTICILE ELECTRICE ALE COMUTATOARELOR ELECTRONICE CU TEC

În acest paragraf se prezintă caracteristicile electrice specifice comutatoarelor electronice cu TEC legate de posibilităţile de comutaţie ale tranzistorului cu efect de cîmp.

4.3.1. REZISTENŢA ÎN STAREA DE CONDUCŢIE

Valoarea finită a rezistenţei în starea de conducţie r_{ON} depinde de dimensiunile fizice ale canalului, de concentraţia şi mobilitatea purtătorilor de sarcină în canal. În condiţii de polarizare identică, rezistenţa r_{ON} este mai mică în cazul TEC—J cu canal n comparativ cu TEC—J cu canal p, întrucît golurile sînt mai puţin mobile decît electronii ($\mu_p < \mu_n$). Pentru comutatoarele cu TEC—J, rezistenţa r_{ON} este scăzută (tipic 25 — 30 Ω la 25°C) şi creşte liniar cu temperatura cu 0,7 %/°C (deoarece la creşterea temperaturii mobilitatea purtătorilor scade şi primează la tensiuni mici V_{DS} asupra diminuării secţiunii canalului). Creşterea temperaturii are ca efect mărirea tensiunii de strangulare a canalului cu aproximativ 2,2 mV/°C şi ca urmare creşte şi rezistenţa r_{ON}.

Pentru comutatoarele cu TEC—MOS, rezistenţa r_{ON} este mai ridicată (tipic 100 Ω la 25°C), deoarece canalul este mai îngust. Depinde printr-o relaţie de invers proporţionalitate cu tensiunea grilă-sursă şi pentru o tensiune de grilă fixă, r_{ON} va fi modulată de semnalul analogic aplicat sursei. Efectul modulării poate fi suprimat în practică prin asocierea în paralel a unui P—MOS şi a unui N—MOS cu variaţii ale r_{ON} de semn contrar [2]. Tehnologia de asociere, numită CMOS (MOS-uri complementare), posedă o rezistenţă r_{ON} constantă faţă de nivelul semnalului analogic aplicat la intrare. De asemenea r_{ON} pentru TEC—MOS se modifică printr-o relaţie de proporţionalitate cu variaţia tensiunii de prag. Trebuie remarcat că tensiunea de prag scade cu aproximativ 2,7 mV/°C cînd temperatura creşte şi creşte cu tensiunea sursă-substrat, ceea ce conduce la coeficienţi de temperatură ai rezistenţei r_{ON} în domeniul $-0{,}3 \div +0{,}5$ %/°C.

În fig. 4.5 se prezintă dependenţa tipică a coeficientului de temperatură a conductanţei unui TEC—MOS de modificarea tensiunii $V_{GS} - V_p$ [4].

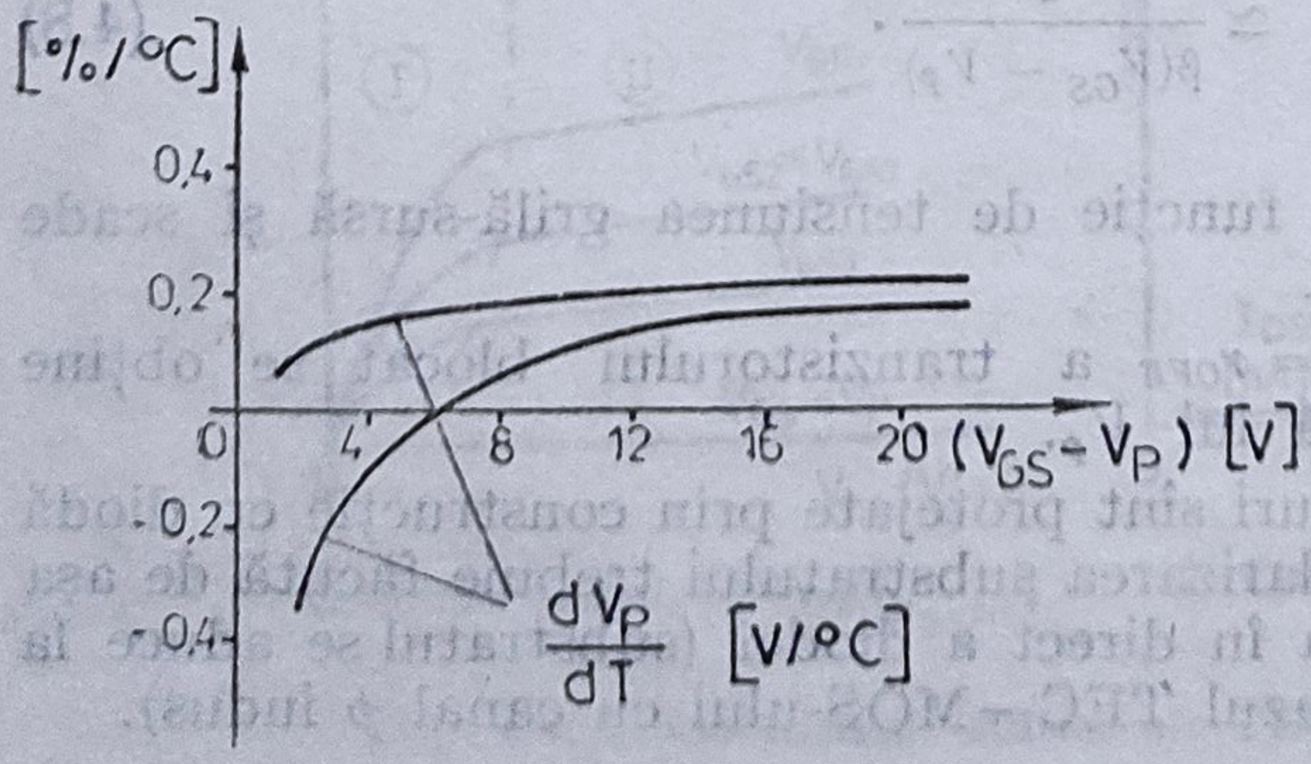


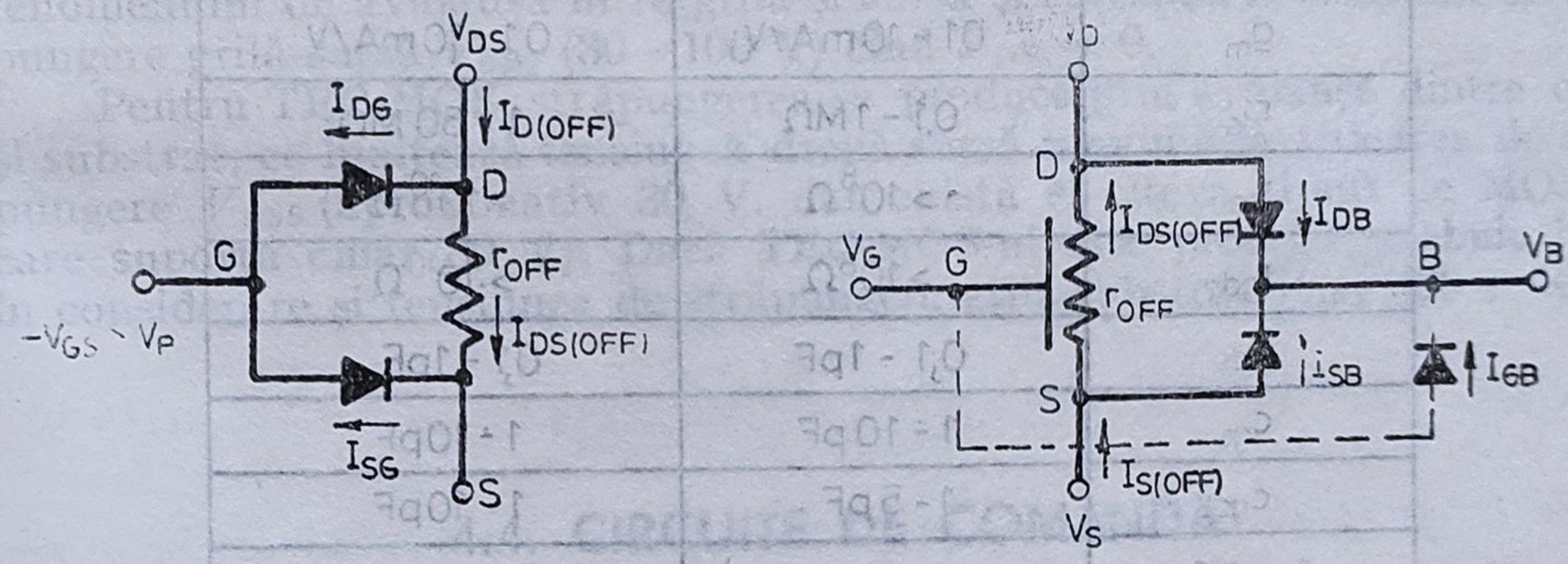
Fig. 4.5. Dependenţa coeficientului de temperatură a conductanţei unui TEC—MOS cu tensiunea aplicată.

4.3.2. TENSIUNEA DE DECALAJ

Este în mod practic neglijabilă şi se datorează în principal curentului de fugă prin rezistenţa r_{ON} (curentul de fugă reprezintă curentul de grilă pentru TEC—J, respectiv curentul prin substrat pentru TEC—MOS). Dependenţa de temperatură a tensiunii de decalaj este lentă. Valorile tipice [4] ale tensiunii de decalaj indică nanovolţi la 25°C şi creşte cu temperatura pînă la microvolţi la 150°C.

4.3.3. REZISTENŢA ŞI CURENTUL DE FUGĂ ÎN STAREA BLOCATĂ

Rezistenţa comutatorului cu TEC în stare blocată r_{OFF} este foarte ridicată (tipic $10^{10}—10^{12}\Omega$) şi valorile finite ale rezistenţei se datoresc în principal curenţilor de fugă prin drenă şi sursă. În fig. 4.6 se prezintă schema echivalentă la joasă frecvenţă a TEC-ului blocat.



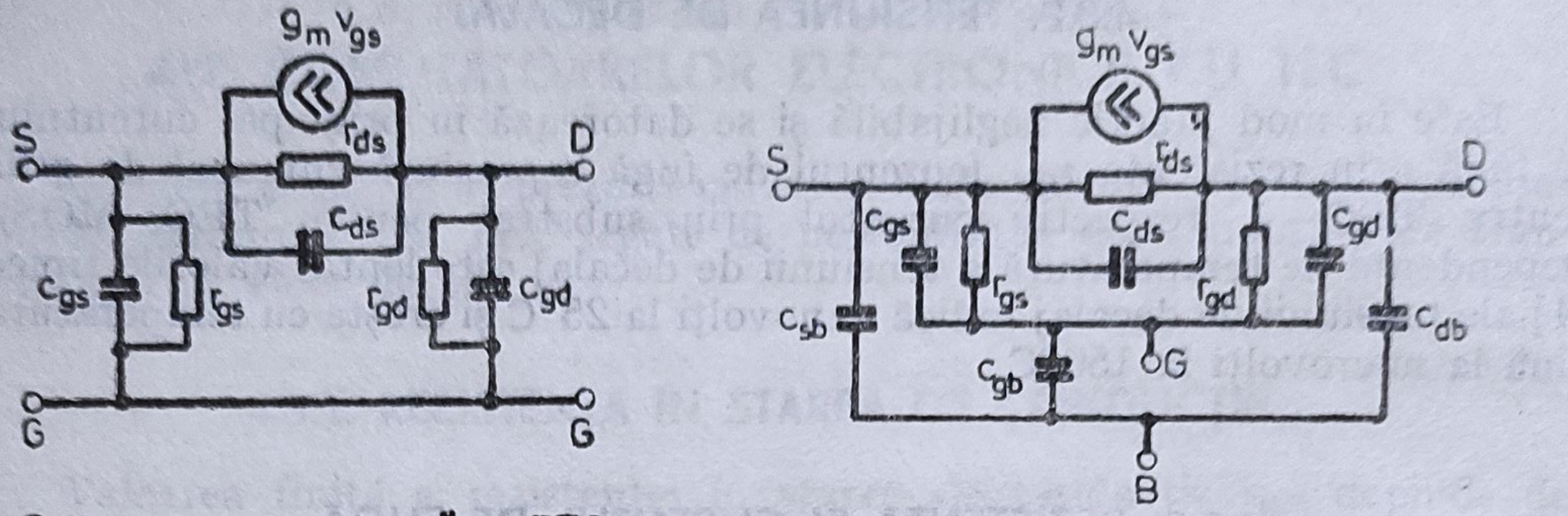
a TEC-J cu canal N — b. TEC-MOS cu canal P

Fig. 4.6. Schema echivalentă la JF a TEC blocat.

Curentul $I_{DS\,OFF}$ este inferior picoamperilor, iar curenţi I_{DS}, I_{SG}, I_{DB}, I_{SB} au de asemenea valori reduse ($10^{-9} \div 10^{-12}$ A). Ei variază cu rădăcina pătrată a tensiunii aplicate şi se modifică cu temperatura, dublîndu-se la fiecare 10°C. Dacă comutatorul este cu TEC—MOS protejat (cu diodă Zener), se rejectează curentul de fugă grilă-substrat I_{GB}.

4.3.4. CAPACITĂŢILE PARAZITE

În fig. 4.7 sînt prezentate schemele echivalente de semnal mic şi joasă frecvenţă ale TEC, iar în tabelul 4.2 este indicată gama uzuală de valori pentru TEC de mică putere la temperatura camerei.



a. Schema echivalentă a TEC-J

b. Schema echivalentă a TEC-MOS

Fig. 4.7. Schema echivalentă de semnal mic la JF a TEC.

Tabelul 4.2.

Valorile uzuale ale elementelor schemei echivalente

PARAMETRUL	GAMA UZUALĂ DE VALORI	
	TEC - J	TEC - MOS
g_m	0,1 ÷ 10 mA/V	0,1 ÷ 10 mA/V
r_{ds}	0,1 - 1 MΩ	1 ÷ 50 MΩ
r_{gs}	$> 10^8 \Omega$	$> 10^{10} \Omega$
r_{gd}	$> 10^8 \Omega$	$> 10^{10} \Omega$
c_{ds}	0,1 - 1 pF	0,1 - 1 pF
c_{gs}	1 ÷ 10 pF	1 ÷ 10 pF
c_{gd}	1 - 5 pF	1 - 10 pF
$c_{sb} \simeq c_{db}$	—	4 ÷ 6 pF

Pentru evaluarea timpilor de comutaţie, rezistenţele sursă-grilă şi drenă-grilă se neglijează, deoarece valorile lor sînt foarte mari în raport cu reactanţele capacităţilor cu care sînt legate în paralel. Acesta este motivul pentru care, în cataloage, constructorii dau capacităţile echivalente [14]

$$C_{ISS} = C_{gs} + C_{gd} \text{ şi} \tag{4.9}$$

$$C_{oSS} = C_{ds} + C_{gd} \simeq C_{gd}. \tag{4.10}$$

Valorile capacităţilor cresc, în general, cu temperatura şi cu rădăcina pătrată a tensiunii aplicate. Să notăm că pentru a reduce capacităţile parazite, trebuie realizate tranzistoare de dimensiuni reduse, ceea ce conduce la creşterea inevitabilă a rezistenţei r_{ON}.

Influenţa capacităţilor parazite asupra timpilor de comutaţie se apreciază global, luînd în consideraţie circuitul de comandă şi valoarea sarcinii pe care lucrează comutatorul.

4.3.5. CURENTUL MAXIM COMUTAT

În cazul comutatoarelor realizate cu TEC—J, curentul maxim comutat este limitat de valoarea curentului de saturaţie I_{DSS} corespunzător la o tensiune grilă-sursă nulă. Se constată din ecuaţia (4.2) a autolimitare a curentului maxim comutat şi dependenţa lui (creşte) cu tensiunea de străpungere grilă-sursă.

Pentru TEC-MOS, ecuaţia (4.6) arată că acest curent nu este limitat decît de puterea maximă disipată sau de tensiunea de străpungere a grilei. El trebuie deci, limitat de circuitul exterior

Pentru toate TEC-urile [4], curentul maxim comutat scade cu creşterea temperaturii.

4.3.6. TENSIUNEA MAXIMĂ COMUTATĂ

Tensiunea maximă comutată este limitată de tensiunea de străpungere grilă-canal sau drenă-sursă. Pentru TEC—J străpungerea se datorează fenomenului de avalanşă între grilă şi sursă şi corespunde tensiunii de străpungere grilă-sursă V_{GSS} (30—100 V) cînd $V_{DS} = 0$.

Pentru TEC-MOS, străpungerea se produce prin avalanşă dintre canal şi substrat, ce limitează tensiunea drenă-sursă maximă la valoarea de străpungere V_{DSS} (aproximativ 30 V, dar există şi cîteva tipuri de MOS-uri care suportă chiar 80 V). Dacă TEC-MOS-ul este protejat, trebuie luată în considerare şi tensiunea de străpungere grilă-substrat V_{GBS} (30 ÷ 40 V).

4.4. CIRCUITE DE COMANDĂ

Circuitul de comandă asigură trecerea tranzistorului comutator din starea de conducţie în starea de blocare şi reciproc, pe intervale de timp prestabilite. Tranzistorul comutator împreună cu circuitul său de comandă fixează global caracteristicile comutatorului analogic. După tipul TEC-ului utilizat ca element comutator se disting trei tipuri de circuite de comandă.

4.4.1. COMANDA COMUTATOARELOR CU TEC—J

Comutatorul analogic cu TEC-J asigură o rezistenţă r_{ON} în starea de conducţie redusă şi independentă de variaţiile semnalului analogic aplicat la intrare. Aducerea TEC-J în conducţie se realizează cu o tensiune grilă-sursă egală sau apropiată de zero. Pentru aceasta, grila şi sursa pot fi unite printr-o rezistenţă sau joncţiunea grilă-canal poate fi uşor polarizată direct de un curent redus în circuitul grilei. Bazaţi pe observaţiile, anteri-

oare, în continuare vom prezenta circuitele de bază utilizate la comanda comutatoarelor analogice realizate cu TEC-J. Se raţionează asupra comutatoarelor realizate cu TEC-J cu canal *N*, care se utilizează mai frecvent decît TEC-J cu canal *P*.

a. **Comanda TEC—J prin rezistenţă** este cea mai simplă comandă.

Schema de bază este reprezentată în fig. 4.8, *a*, iar circuitul său echivalent de înaltă frecvenţă în fig. 4.8, *b*.

Cînd semnalul de comandă blochează tranzistorul T_2, tensiunea V_{GS} este nulă şi tranzistorul T_1 intră în conducţie. Saturarea tranzistorului T_2 aduce grila tranzistorului T_1 la potenţialul V^- (mai precis $V^- + V_{CEsat}$) şi T_1 rămîne blocat dacă $V_{GS} < V_p$, adică

$$|V^-| - |V_p| - |V_{CEsat2}| > |V_i^-|, \tag{4.11}$$

cu V_i^- amplitudinea negativă maximă a semnalului analogic de intrare.

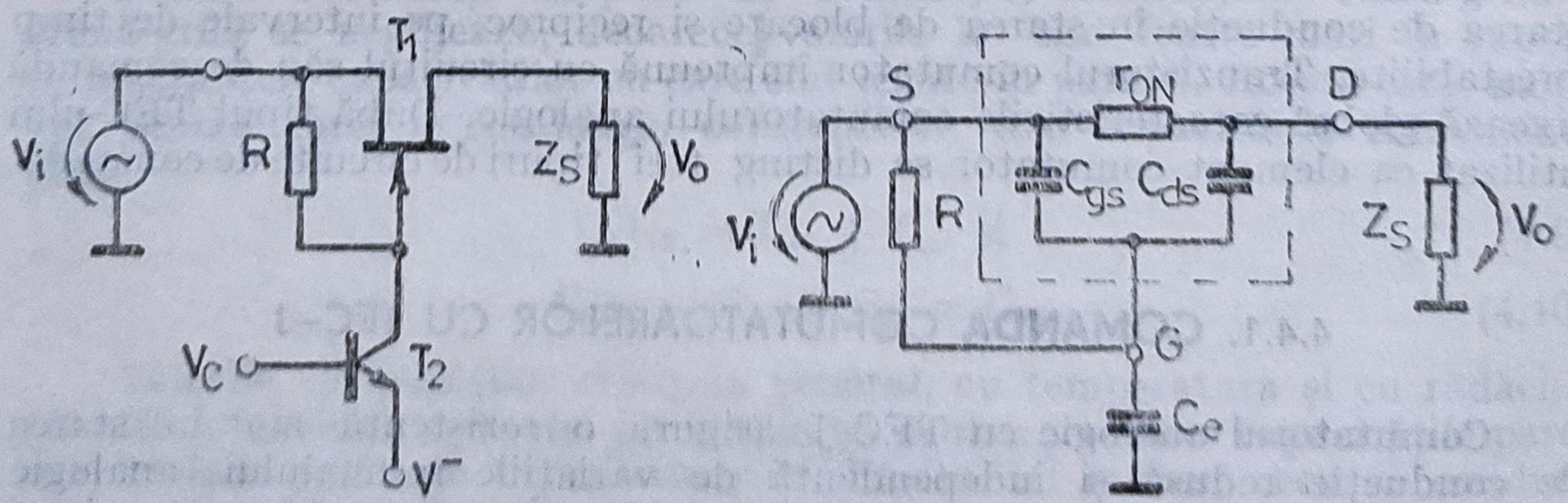
Amplitudinea pozitivă maximă V_i^+ a semnalului analogic de intrare trebuie să rămînă inferioară tensiunii de străpungere colector-emitor a lui T_2 (cînd tranzistorul este blocat) şi tensiunii de străpungere grilă-sursă şi drenă-sursă a tranzistorului comutator (cînd T_1 este blocat).

Rezistenţa R conduce un curent dinspre semnalul de intrare către circuitul de comandă ; care poate fi redus printr-o creştere a valorii rezistenţei, dar în detrimentul vitezei de comutare.

Considerînd că $r_{ON} \ll Z_s$ şi $C_{gs} \cong C_{gd}$, rezultă

$$V_{GS} \cong V_i \frac{R \cdot X_{gd}}{X_c(2R + X_{gd}) + RX_{gd}}. \tag{4.12}$$

Se constată că dacă R este prea mare pentru un semnal analogic de înaltă frecvenţă, tensiunea V_{GS} va fi modulată de tensiunea la intrare V_i



a. Schema de principiu b. Schema echivalentă la Î.F.

Fig. 4.8. Comanda TEC—J comutator prin rezistenţă.

și ca urmare rezistența în conducție a comutatorului închis devine dependentă de nivelul semnalului aplicat la intrare, întrucît [2]

$$R_{DS} \cong \frac{r_{ON}}{1 - \frac{V_{GS}}{V_p}}. \tag{4.13}$$

Datorită valorilor mari ale rezistenței R, integrarea acestui tip de comutator este de obicei evitată.

b. **Comanda TEC—J prin diodă** oferă o posibilitate comodă de comandă a tranzistorului comutator prin polarizarea în direct a joncțiunii sale grilă-canal. Schema de principiu este prezentată în fig. 4.9, *a* și circuitul echivalent de înaltă frecvență pentru tranzistorul comutator în conducție în fig. 4.9, *b*.

Cînd semnalul de comandă V_c saturează tranzistorul T_2, dioda D este polarizată direct, grila TEC-J comutator este adusă la V^- și tranzistorul T_1 este blocat dacă se asigură condiția

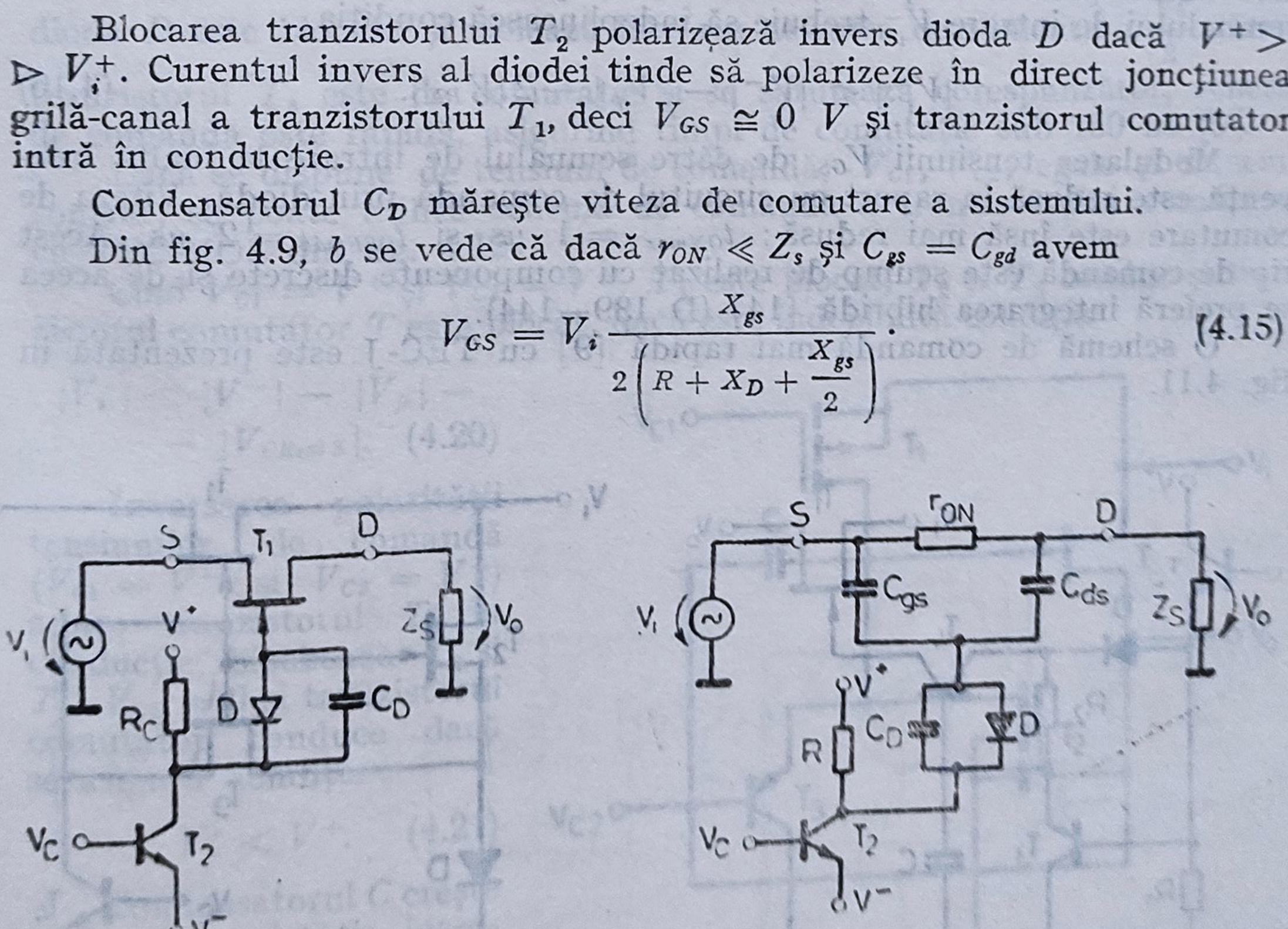
$$|V_i^-| < |V^-| - |V_p| - |V_{CEsat\ 2}|. \tag{4.14}$$

Blocarea tranzistorului T_2 polarizează invers dioda D dacă $V^+ > V_i^+$. Curentul invers al diodei tinde să polarizeze în direct joncțiunea grilă-canal a tranzistorului T_1, deci $V_{GS} \cong 0$ V și tranzistorul comutator intră în conducție.

Condensatorul C_D mărește viteza de comutare a sistemului.

Din fig. 4.9, *b* se vede că dacă $r_{ON} \ll Z_s$ și $C_{gs} = C_{gd}$ avem

$$V_{GS} = V_i \frac{X_{gs}}{2\left(R + X_D + \frac{X_{gs}}{2}\right)}. \tag{4.15}$$



a Schema de principiu

b. Schema echivalentă la Î.F

Fig. 4.9. Comanda TEC—J comutator prin diodă.

Rezultă aşadar, că pentru valori mari ale lui C_D ($X_D \gg R$, X_{gs}) va avea loc o modulare a lui V_{GS} de către semnalul de intrare la înaltă frecvenţă, cu atît mai pronunţată cu cît R este mai redusă.

Un compromis asupra valorii lui C_D apare necesar pentru asigurarea simultană a unei viteze ridicate şi o modulare redusă.

Tipul de comandă amintit asigură durate de comutare de aproximativ 150 ns şi datorită simplităţii este indicat pentru integrare [9] (SPT 7001—7004).

c. **Comanda TEC—J prin tranzistor** este mai complexă şi vizează obţinerea de performanţe sporite. În fig. 4.10, comutatorul cu TEC-J este comandat cu tranzistor bipolar.

Saturarea tranzistorului T_2 blochează T_3, aduce în conducţie dioda D şi încarcă condensatorul C prin rezistenţa R_2. Cînd condensatorul C s-a încărcat, T_4 se blochează, joncţiunea sa colector-bază este invers polarizată şi curentul de fugă al acestei joncţiuni menţine T_1 comutator în conducţie, dacă se asigură $V_i^+ < V^+$.

Blocarea tranzistorului T_2 aduce T_3 în conducţie şi descarcă condensatorul C. Ca urmare, T_4 se saturează şi blochează T_1, deoarece grila lui este adusă practic la potenţialul V^-. Amplitudinea negativă maximă a semnalului de intrare V_i^- trebuie să îndeplinească condiţia.

$$|V_i^-| < |V^-| - |V_p| - 2|V_{BE}|. \tag{4.16}$$

Modularea tensiunii V_{GS} de către semnalul de intrare la înaltă frecvenţă este redusă în raport cu circuitul de comandă prin diodă. Viteza de comutare este însă mai redusă: $t_{ONmax} = 1$ μs şi $t_{OFFmax} = 2$ μs. Acest tip de comandă este scump de realizat cu componente discrete şi de aceea se preferă integrarea hibridă [14] (D 139—144).

O schemă de comandă mai rapidă [9] cu TEC-J este prezentată în fig. 4.11.

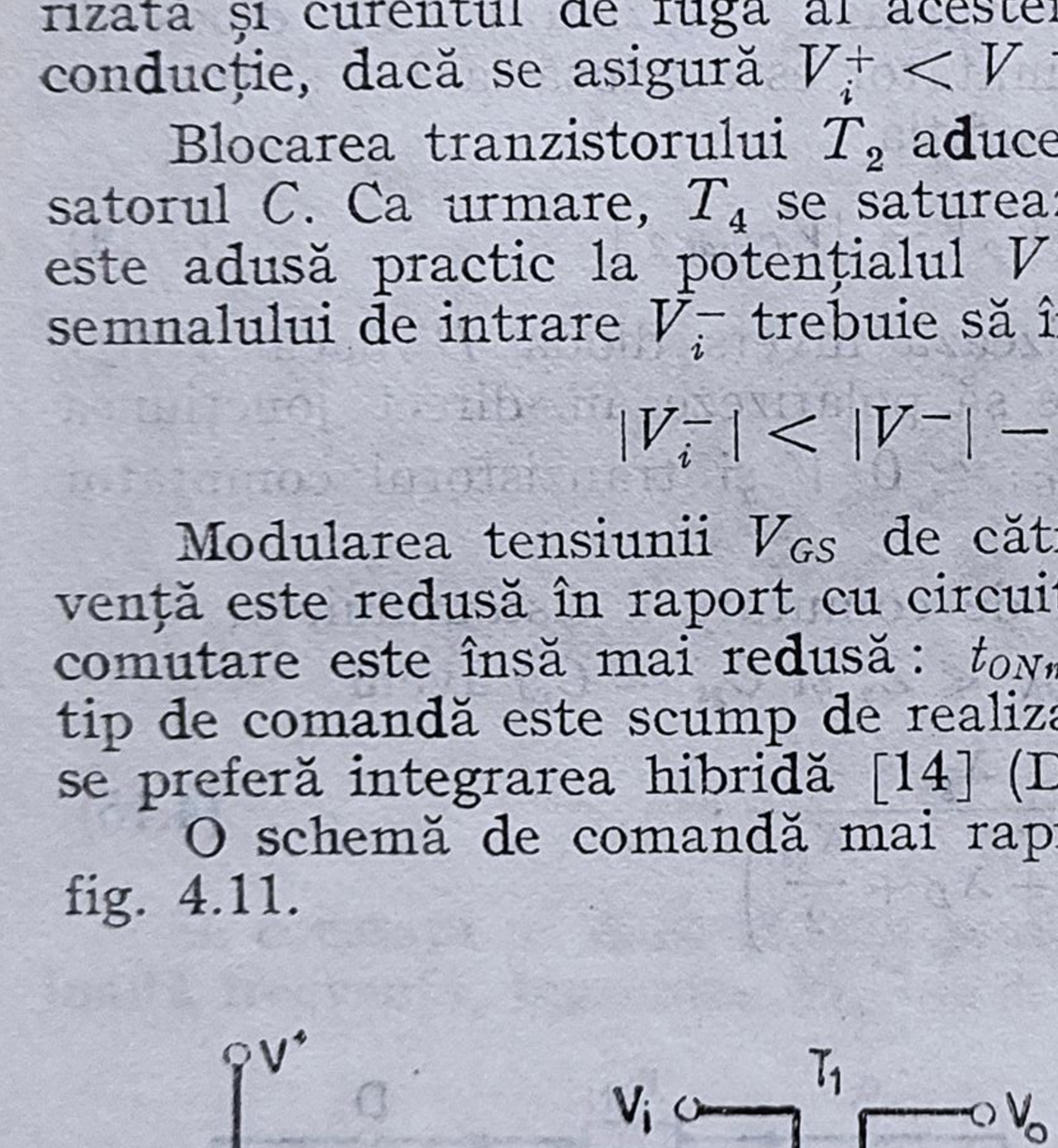


Fig. 4.10. Comanda TEC—J cu tranzistor bipolar.

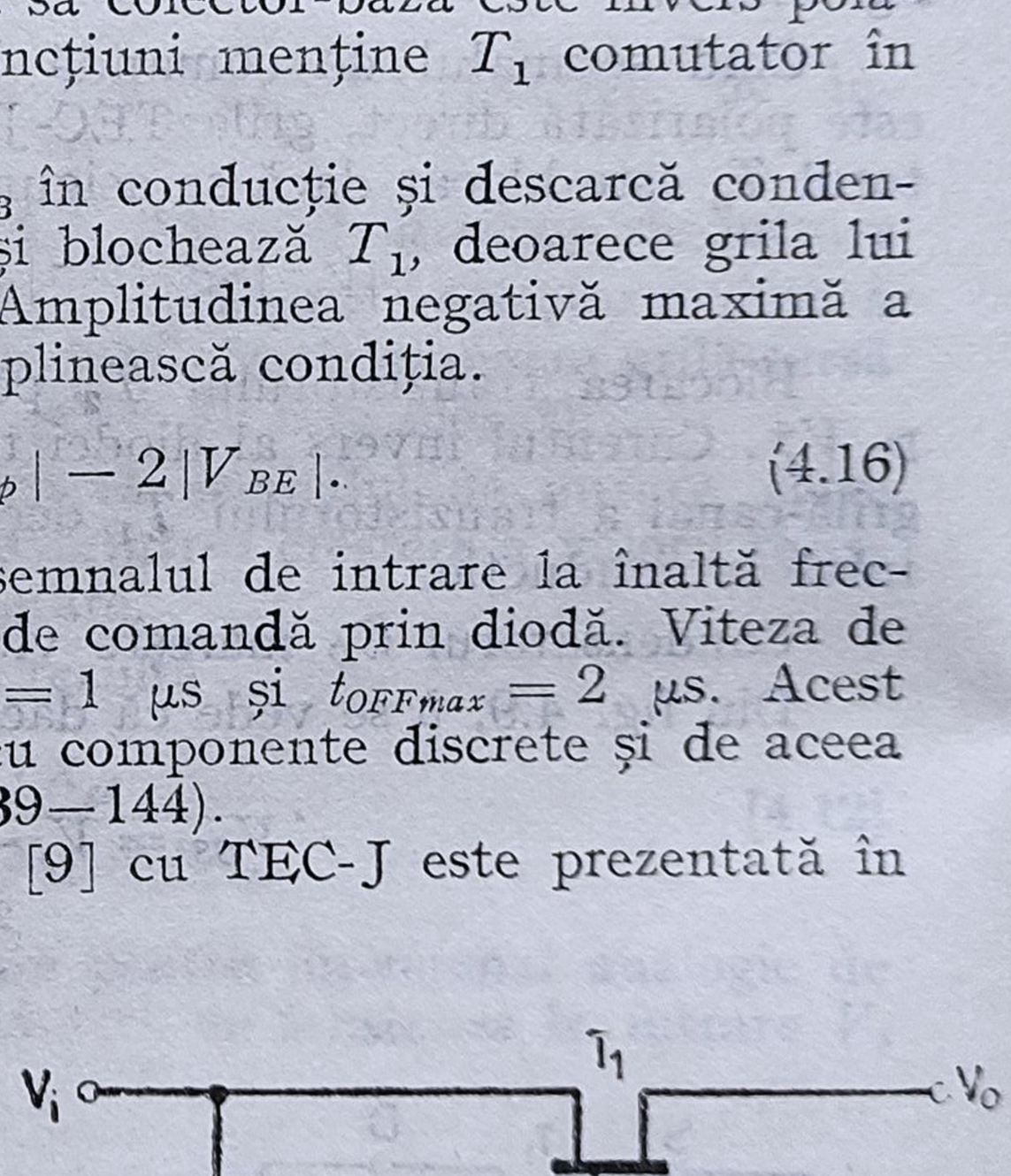


Fig. 4.11. Comanda complexă cu TEC—J.

Cînd semnalul de comandă V_c saturează tranzistorul T_4, potențialul V^- se regăsește pe grila tranzistorului comutator care se blochează dacă este îndeplinită condiția

$$|V_i^-| < |V^-| - |V_{p1}| - |V_{CEsat\,4}|. \quad (4.17)$$

În timp ce tranzistoarele T_1 și T_2 sînt blocate, dioda D se deschide și T_3 conduce la saturație cu o rezistență R_{DS3} foarte mare. Blocarea tranzistorului T_4 aduce T_3 în regiunea liniară a caracteristicilor cu $R_{DS3} = r_{ON3}$. Grila și sursa lui T_2 fiind legate acum prin r_{ON3}, este asigurată condiția $V_{GS3} = 0$ de conducție în regiunea liniară a caracteristicilor. În acest mod tranzistorul comutator T_1 este adus în conducție, deoarece grila și sursa lui sînt legate prin rezistența echivalentă

$$R_e = r_{ON2} + r_{ON3}. \quad (4.18)$$

Întrucît r_{ON2} și r_{ON3} sînt suficient de reduse, se evită modularea tensiunii V_{GS1} de semnalul aplicat la intrare. Dacă se asigură condiția

$$V_i^- > \frac{V^-}{2}, \quad (4.19)$$

dioda D este blocată și izolează intrarea de sursa de alimentare $\frac{V_i^-}{2}$. Dacă tranzistorul T_4 este de comutație și se saturează corespunzător, schema de comandă este rapidă, asigurînd timpi de comutație sub 150 ns [9].

Dacă se dispune de tensiuni de comandă, V_{C1}, V_{C2}, egale și de semn contrar, se poate utiliza schema de comandă a tranzistorului comutator cu TEC-MOS din fig. 4.12.

Cînd $V_{C1} = V^+$ și $V_{C2} = V^-$, T_1 este blocat, T_2 și T_3 conduc și tranzistorul comutator T este blocat, dacă este îndeplinită condiția

$$|V_i^-| < |V^-| - |V_p| - |V_{CEsat\,3}|. \quad (4.20)$$

Inversarea polarității tensiunilor de comandă ($V_{C1} = V^-$ și $V_{C2} = V^+$) aduce tranzistorul T_1 în conducție, blochează T_2 și T_3, $V_{GS} = 0$ și tranzistorul comutator conduce dacă se asigură condiția:

$$V_i^+ < V^+. \quad (4.21)$$

Condensatorul C crește viteza de comutație, intrarea fiind foarte bine izolată e circuitul de comandă. Modularea tensiunii V_{GS} de

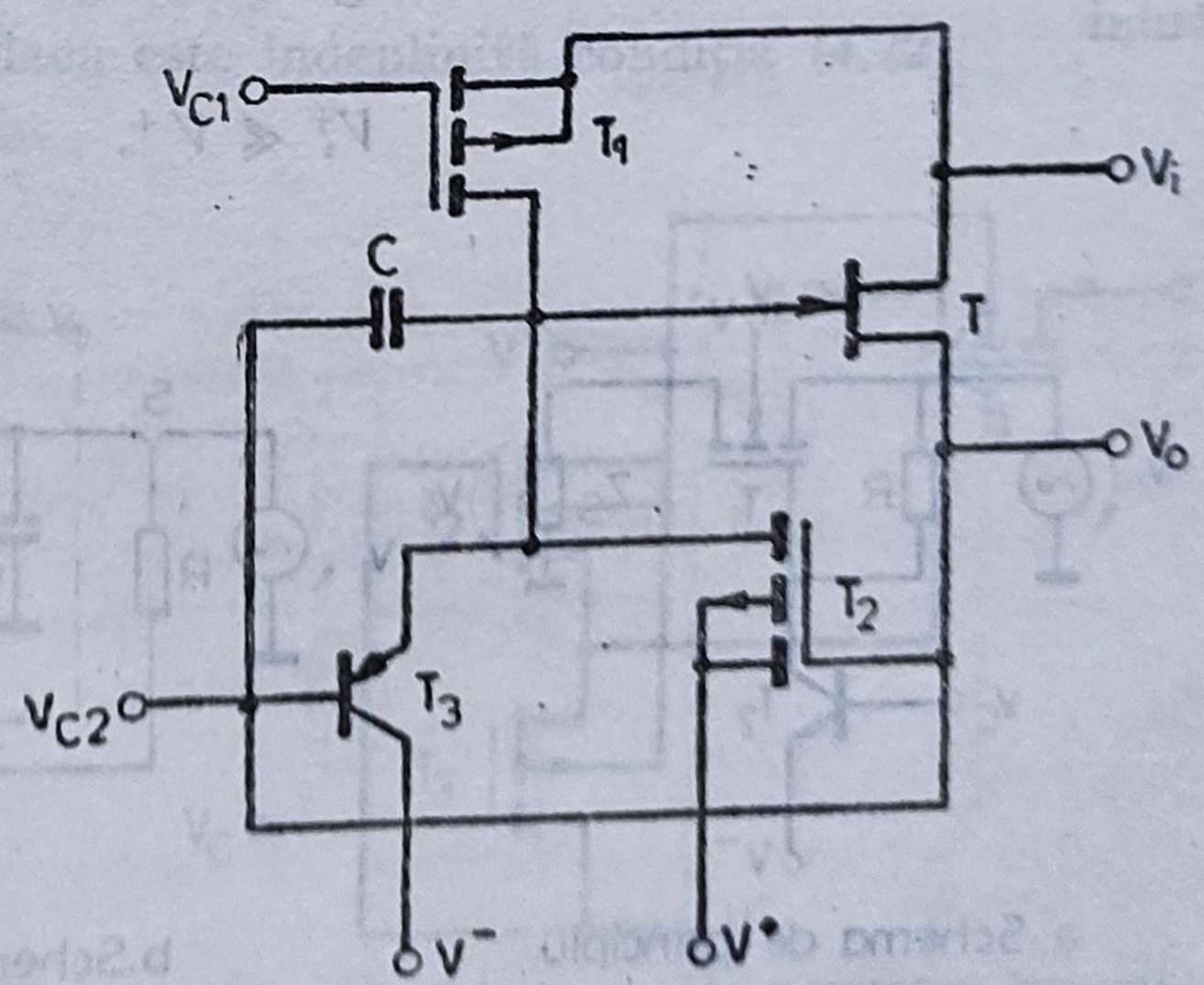


Fig. 4.12. Comanda TEC–J comutator prin TEC–MOS.

către semnalul analogic de intrare este neglijabilă pînă la 10 MHz, datorită rezistenţei r_{ONi} de valoare scăzută. Circuitul prezentat este rapid, asigură timpi de comutare sub 100 ns şi există sub formă integrată [14] (DG 180 şi DG 190).

4.4.2. COMANDA COMUTATOARELOR CU TEC–MOS

Comutatoarele analogice realizate cu TEC-MOS, comparativ cu cele realizate cu TEC—J, oferă o rezistenţă în conducţie r_{ON} mai ridicată şi variabilă cu semnalul analogic aplicat la intrare. Se pretează însă bine la integrare, fiind disponibilă o gamă largă de comutatoare integrate la preţuri scăzute. Aducerea în conducţie a TEC—MOS se obţine pentru o tensiune de grilă superioară tensiunii de prag, indiferent de amplitudinea semnalului analogic prezent la intrare. Vom raţiona asupra comutatoarelor realizate cu TEC—MOS cu canal *P* indus, care se utilizează mai frecvent decît TEC—MOS cu canal *N* indus.

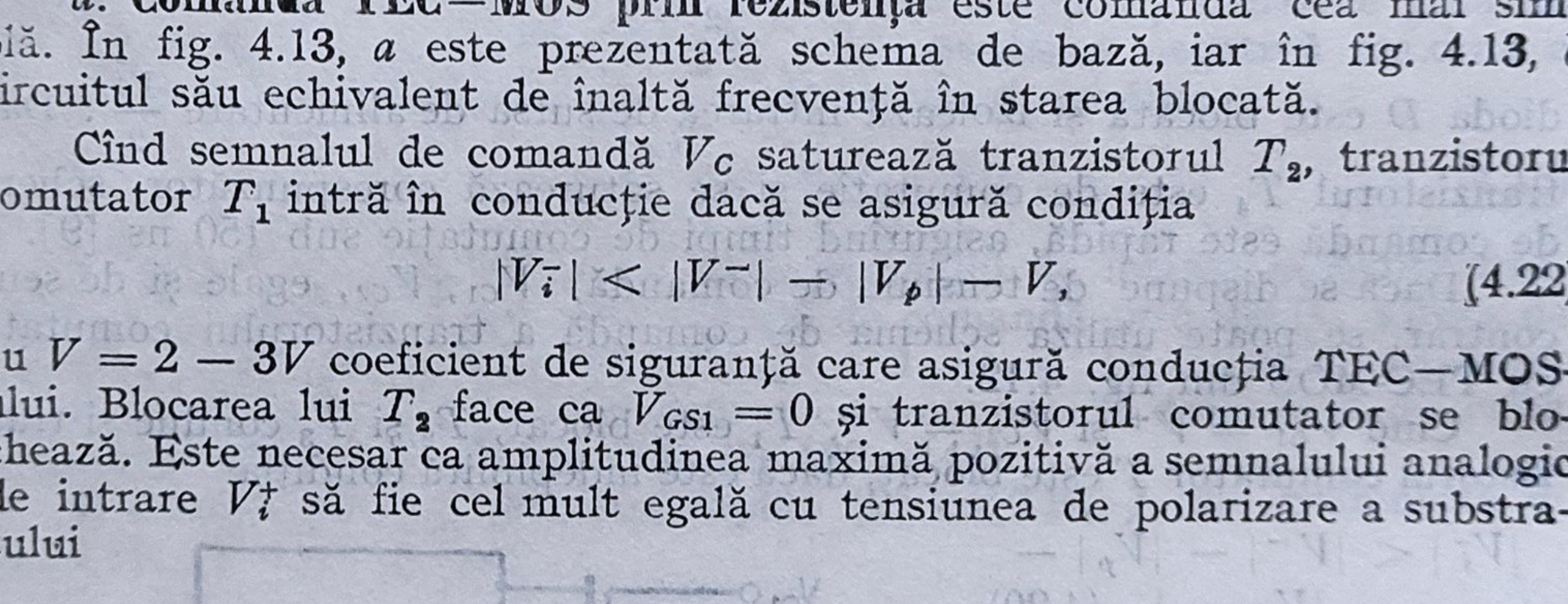
a. **Comanda TEC—MOS prin rezistenţă** este comanda cea mai simplă. În fig. 4.13, *a* este prezentată schema de bază, iar în fig. 4.13, *b* circuitul său echivalent de înaltă frecvenţă în starea blocată.

Cînd semnalul de comandă V_C saturează tranzistorul T_2, tranzistorul comutator T_1 intră în conducţie dacă se asigură condiţia

$$|V_i^-| < |V^-| - |V_p| - V, \tag{4.22}$$

cu $V = 2 - 3V$ coeficient de siguranţă care asigură conducţia TEC—MOS-ului. Blocarea lui T_2 face ca $V_{GS1} = 0$ şi tranzistorul comutator se blochează. Este necesar ca amplitudinea maximă pozitivă a semnalului analogic de intrare V_i^+ să fie cel mult egală cu tensiunea de polarizare a substratului

$$V_i^+ \ll V^+. \tag{4.23}$$



a. Schema de principiu

b. Schema echivalentă la î.F

Fig. 4.13. Comanda TEC—MOS comutator prin rezistenţă.

Ca şi la comanda prin rezistenţă a TEC—J-ului, rezistenţa R trebuie să fie suficient de mare. Considerînd $C_{ds} \ll C_{gd}$ sau C_{gs} şi notînd $X_e = X_{gd} + X_{ds} \parallel X_e$, se obţine din schema echivalentă prezentată în fig. 4.13. *b*

$$V_{GS} = V_i \frac{\dfrac{X_{gs} \cdot R}{X_{gs} + R}}{\dfrac{X_{gs} \cdot R}{X_{gs} + R} + \dfrac{X_o \cdot X_{gb} \cdot X_e}{X_{gb} \cdot X_o + X_{gb} \cdot X_e + X_o \cdot X_e}}. \qquad (4.24)$$

Se vede că modularea lui V_{gs} de către tensiunea de intrare V_i poate aduce pe grila tranzistorului comutator o tensiune superioară tensiunii de prag, care poate provoca închiderea parazită a comutatorului.

b. **Comanda TEC—MOS prin tranzistor** urmăreşte reducerea modulării tensiunii de comandă printr-o izolare mai bună a semnalului analogic aplicat la intrare de circuitul de comandă. În fig. 4.14 se prezintă o schemă de comandă a TEC—MOS comutator cu tranzistor bipolar.

Cînd tranzistorul T_2 este blocat de semnalul de comandă V_C, tranzistorul comutator T_1 are grila pozitivată şi se blochează. Saturarea tranzistorului de comandă T_2 aduce în conducţie T_1, dacă sînt îndeplinite condiţiile (4.22) şi (4.23). Rezistenţa R trebuie să fie de valoare scăzută pentru a micşora timpii de comutaţie.

Montajul se pretează la integrare, dacă se înlocuieşte rezistenţa R cu un TEC—MOS menţinut permanent în conducţie (fig. 4.15).

Întrucît T_2 este prepolarizat să conducă în regiunea liniară a caracteristicilor (cu rezistenţa r_{ON} de valoare scăzută), cînd T_3 primeşte comanda de conducţie, grila tranzistorului T_1 comutator este adusă la valoarea

$$V_{G1} = V^- - V_{P2}, \qquad (4.25)$$

şi comutatorul este închis dacă este îndeplinită condiţia (4.22).

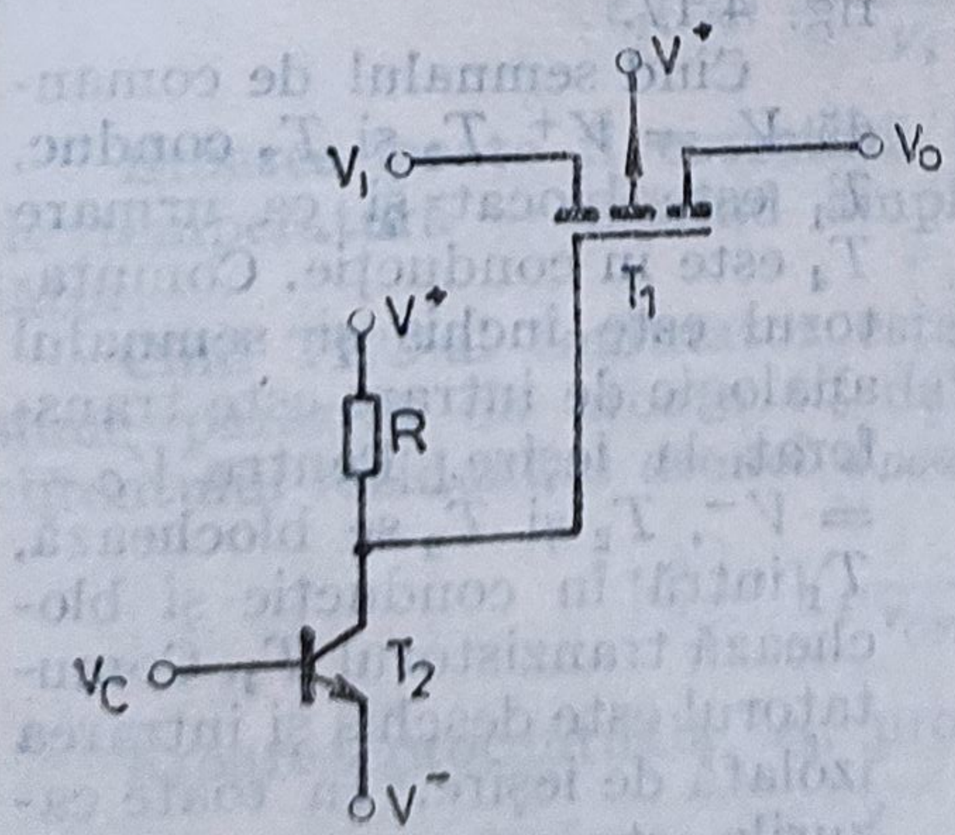


Fig. 4.14. Comanda TEC—MOS comutator prin tranzistor bipolar.

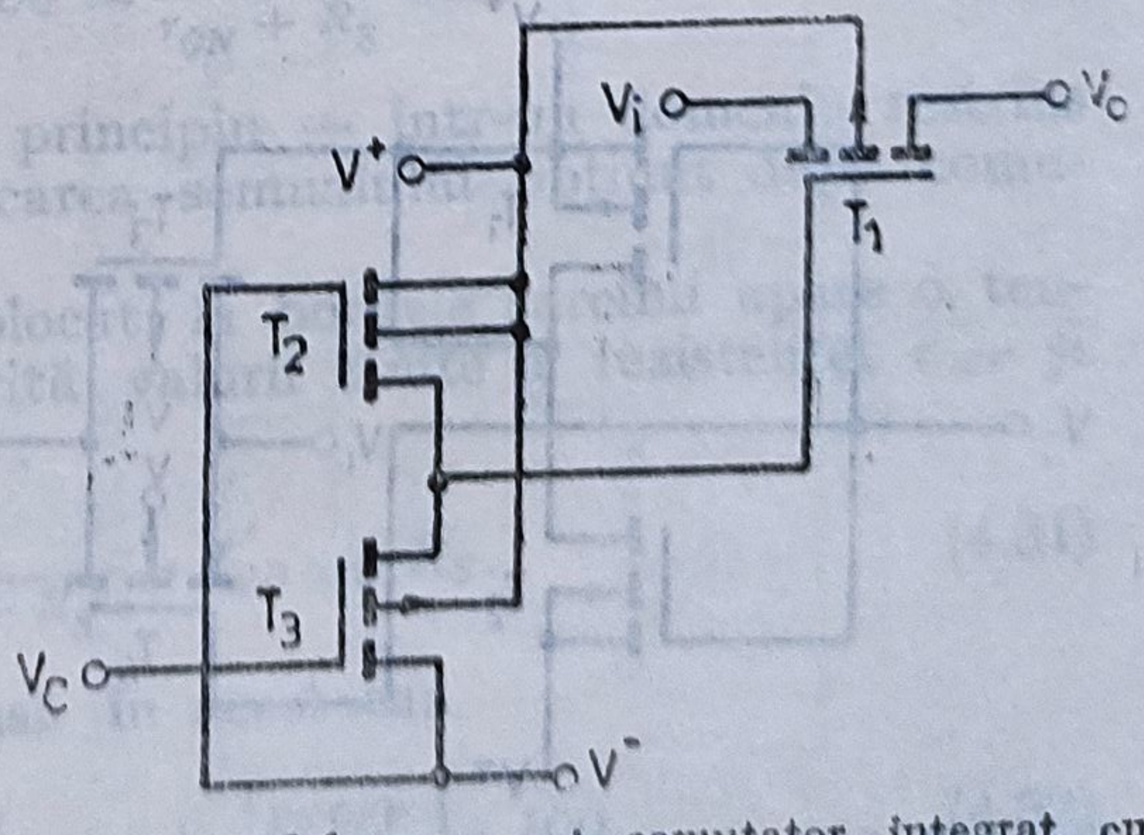


Fig. 4.15. Schema unui comutator integrat cu TEC—MOS.

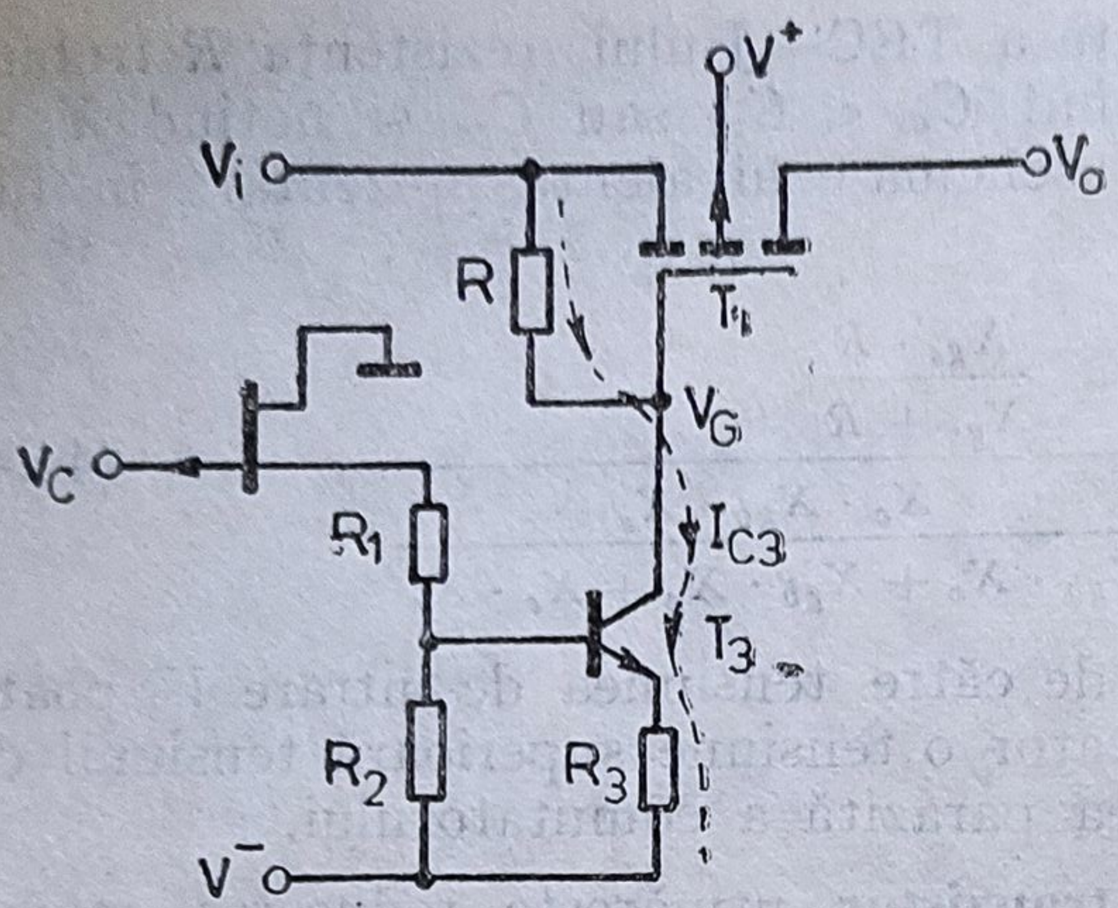


Fig. 4.16. Comanda TEC—MOS în conducție cu rezistență constantă.

Blocarea tranzistorului de comandă T_3 aduce grila tranzistorului comutator la potențialul $V_{G1} = V^+$ și tranzistorul se blochează considerînd îndeplinită condiția (4.23).

O schemă care asigură funcționarea tranzistorului comutator la r_{ON} constantă este prezentată în fig. 4.16.

Blocarea lui T_2 blochează tranzistorul T_3 și comutatorul este deschis, întrucît grila lui T_1 este adusă la potențialul $V_{G1} = V_i (V_{GS1} = 0)$.

Cînd T_2 conduce, T_3 se saturează și

$$V_{G1} = V_i - R \cdot I_{C3}. \tag{4.26}$$

Deci: $V_{GS1} = -RI_{C3}$ și tranzistorul comutator T_1 conduce dacă

$$|V_i^-| < |V^-| - |V_{P1}| - (R + R_3)I - V, \tag{4.27}$$

cu: $V = 2 - 3V$. Întrucît V_{GS1} rămîne constantă, rezistența r_{ON} introdusă de comutatorul închis pe calea de semnal este constantă.

4.4.3. COMANDA COMUTATOARELOR CU C–MOS

Comutatoarele analogice realizate cu C—MOS (MOS-uri complementare) introduc o rezistență r_{ON} pe calea de semnal de același ordin de mărime ca și comutatoarele realizate cu TEC—MOS, însă această rezistență este constantă față de nivelul semnalului analogic prezent la intrare. Schema de bază este prezentată în fig. 4.17.

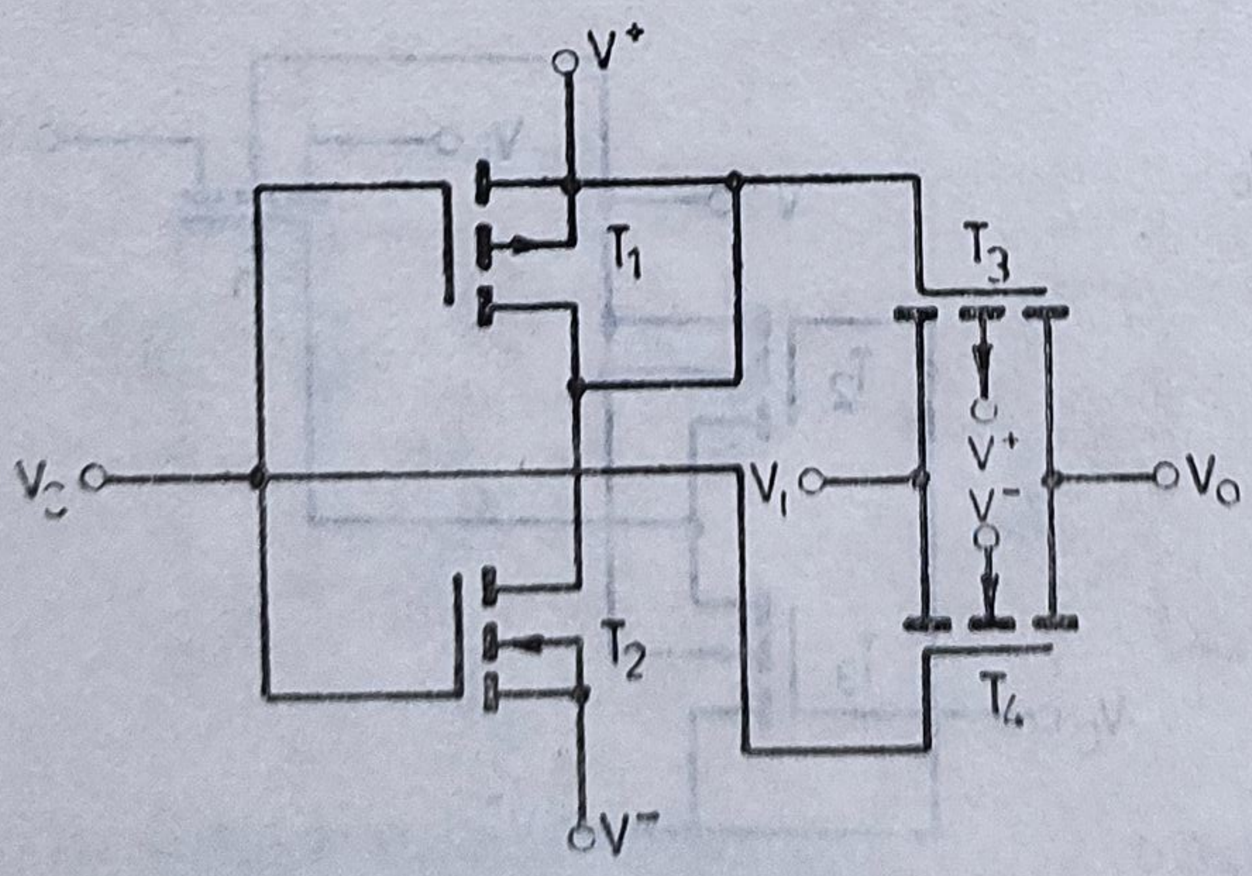


Fig. 4.17. Schema de comandă a unui comutator cu C—MOS.

Cînd semnalul de comandă $V_c = V^+$, T_2 și T_3 conduc, T_1 este blocat și ca urmare T_4 este în conducție. Comutatorul este închis și semnalul analogic de intrare este transferat la ieșire. Pentru $V_C = V^-$, T_2 și T_3 se blochează, T_1 intră în conducție și blochează tranzistorul T_4. Comutatorul este deschis și intrarea izolată de ieșire. În toate cazurile este necesar ca:

$$V^- \leqslant V_i \leqslant V^+. \tag{4.28}$$

Comutatorul prezentat este singurul capabil să comute o tensiune analogică de amplitudine egală cu valoarea tensiunilor de alimentare. Bazat pe acest principiu s-au realizat, sub formă integrată, comutatoare analogice bilaterale [14] (4016B, 4066B).

4.5. SURSE DE ERORI ALE COMUTATOARELOR CU TEC

Sursele de erori și influența lor asupra semnalului analogic de comutat se analizează pe schema echivalentă de curent alternativ a comutatorului electronic studiat. În fig. 4.18 se prezintă circuitul echivalent în regim staționar al comutatorului analogic cu TEC—J închis (a) sau deschis (b) și a comutatorului analogic cu TEC—MOS închis (c) sau deschis (d).

S-a notat cu: C_C, R_C capacitatea parazită și rezistența echivalentă a circuitului de comandă, respeciv cu C_S,R_S capacitatea parazită și rezistența circuitului de sarcină.

4.5.1. ERORI ÎN REGIM STAȚIONAR

Erorile în regim staționar se datorează rezistenței în conducție r_{ON}, curentului de fugă $I_{DG\,OFF}$ și rezistenței finite r_{OFF} a comutatorului deschis. Cînd TEC-ul comutator este în conducție, rezistența r_{ON} introduce o atenuare K'_u pe calea semnalului util

$$K'_u = \frac{V'_0}{V_i} = \frac{R_S}{r_{ON} + R_S} \tag{4.29}$$

și produce o eroare ε_1 asupra amplitudinii semnalului transmis

$$\varepsilon_1(\%) = \frac{\Delta V}{V_i}\ 100 = \frac{r_{ON}}{r_{ON} + R_S}\ 100. \tag{4.30}$$

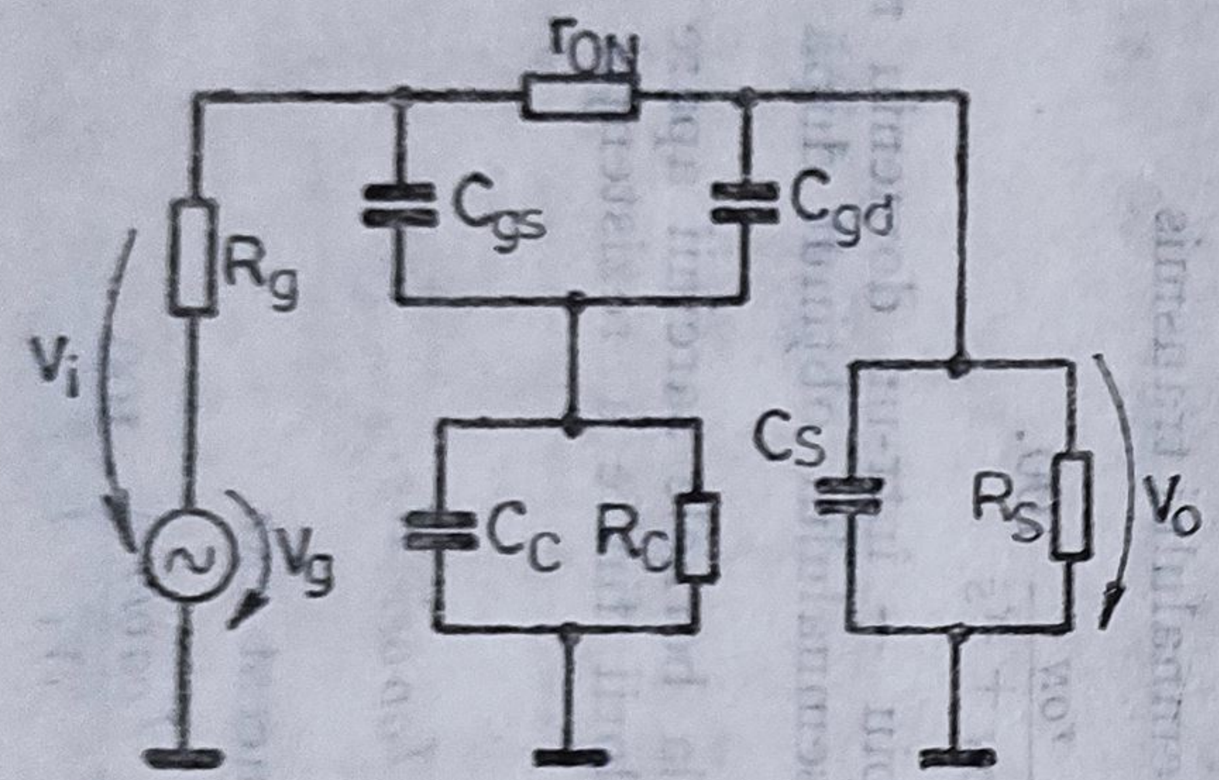
Eroarea poate fi corectată în principiu — într-un domeniu restrîns de temperatură — mărind amplificarea semnalului obținut după comutator.

Cînd TEC-ul comutator este blocat, la bornele sarcinii apare o tensiune parazită de eroare V''_0 datorită valorii finite a rezistenței r_{OFF} și curentului rezidual al drenei $I_{DG\,OFF}$:

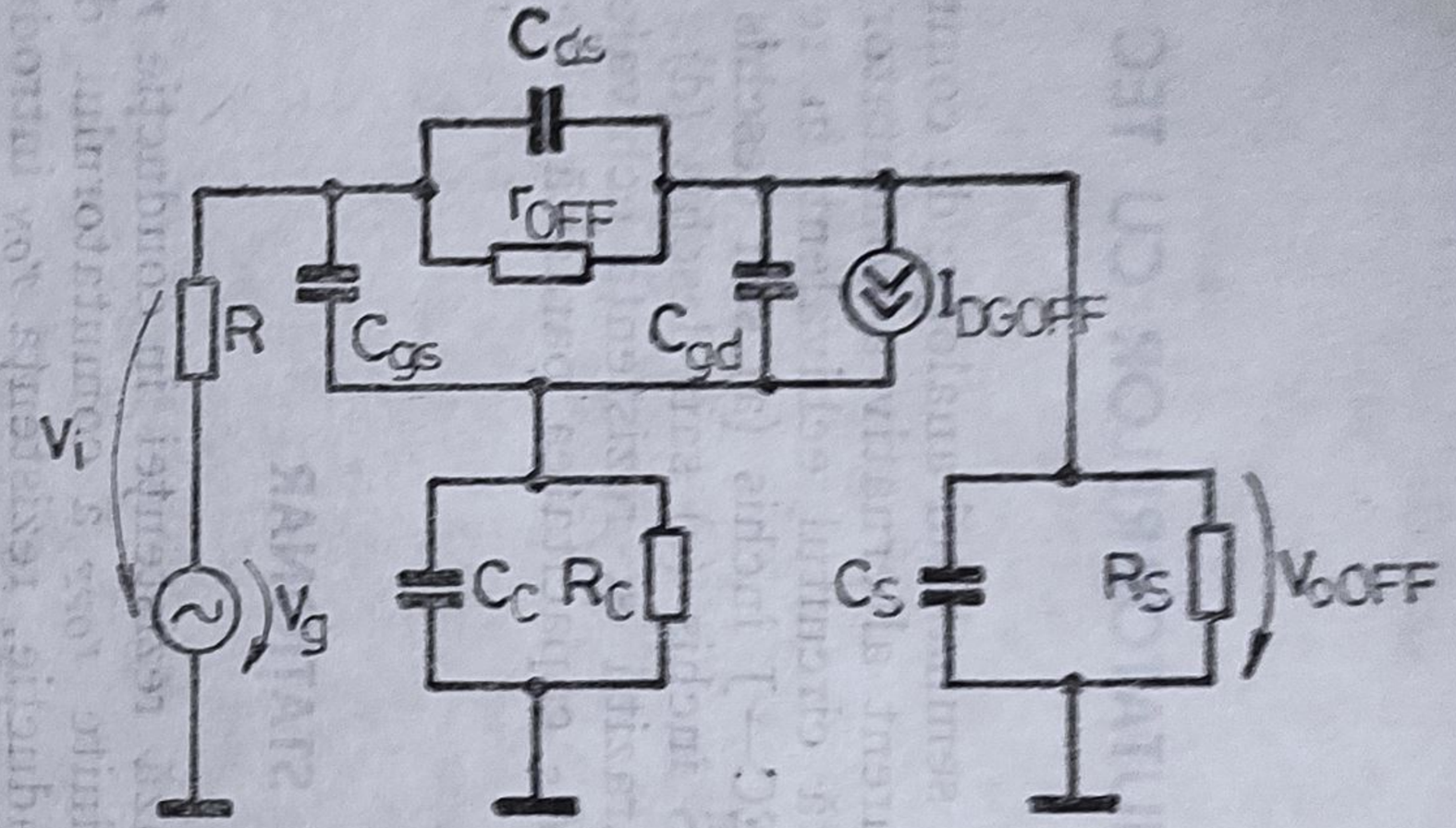
$$V''_0 = V_i \frac{R_S}{r_{OFF} + R_S} + I_{GD\,OFF}\ R_S. \tag{4.31}$$

Eroarea procentuală, ε_2, produsă în acest caz

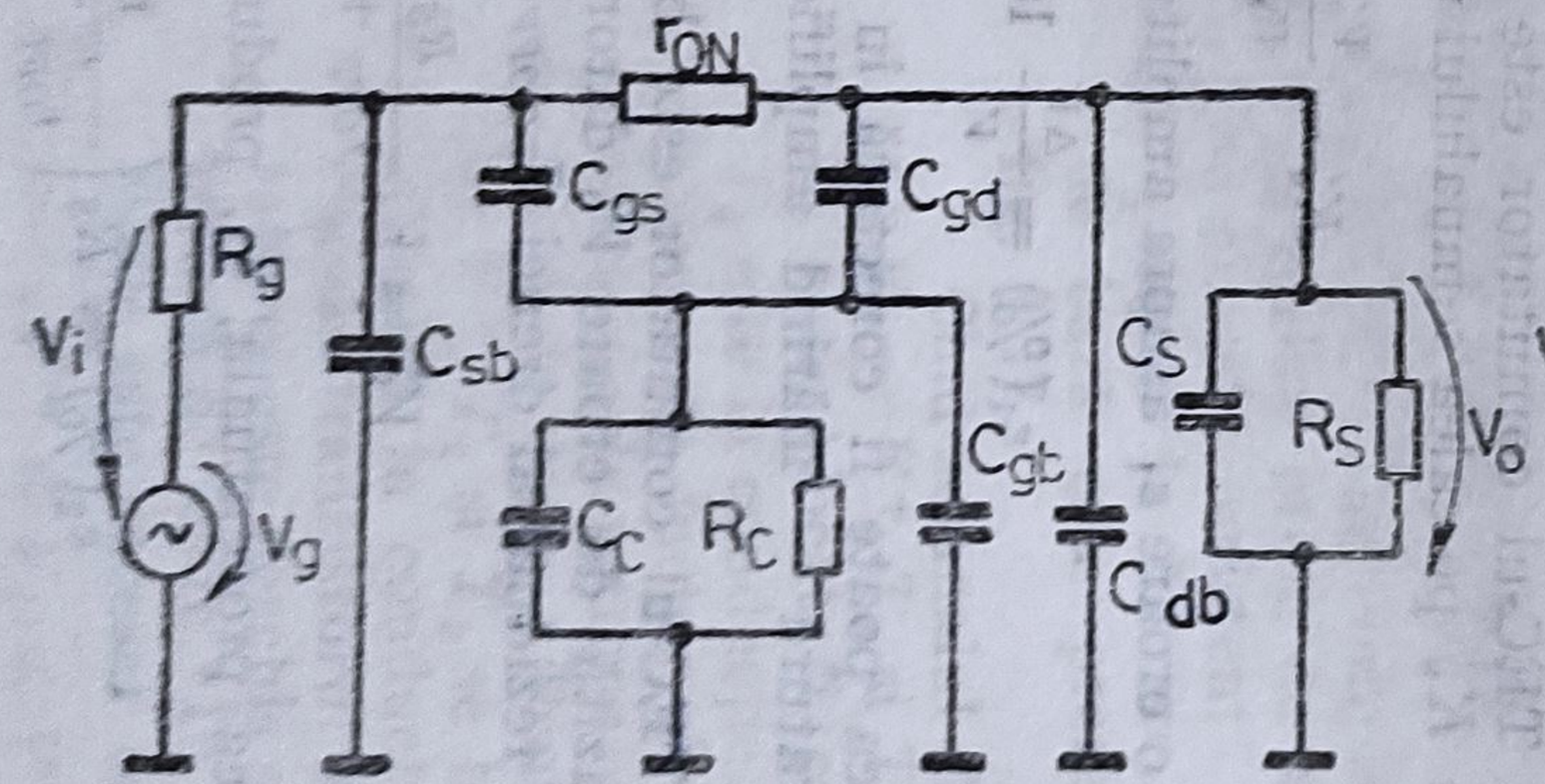
$$\varepsilon_2(\%) = R_S \left(\frac{1}{r_{OFF} + R_S} + \frac{I_{DG\,OFF}}{V_i} \right) \cdot 100 \tag{4.32}$$



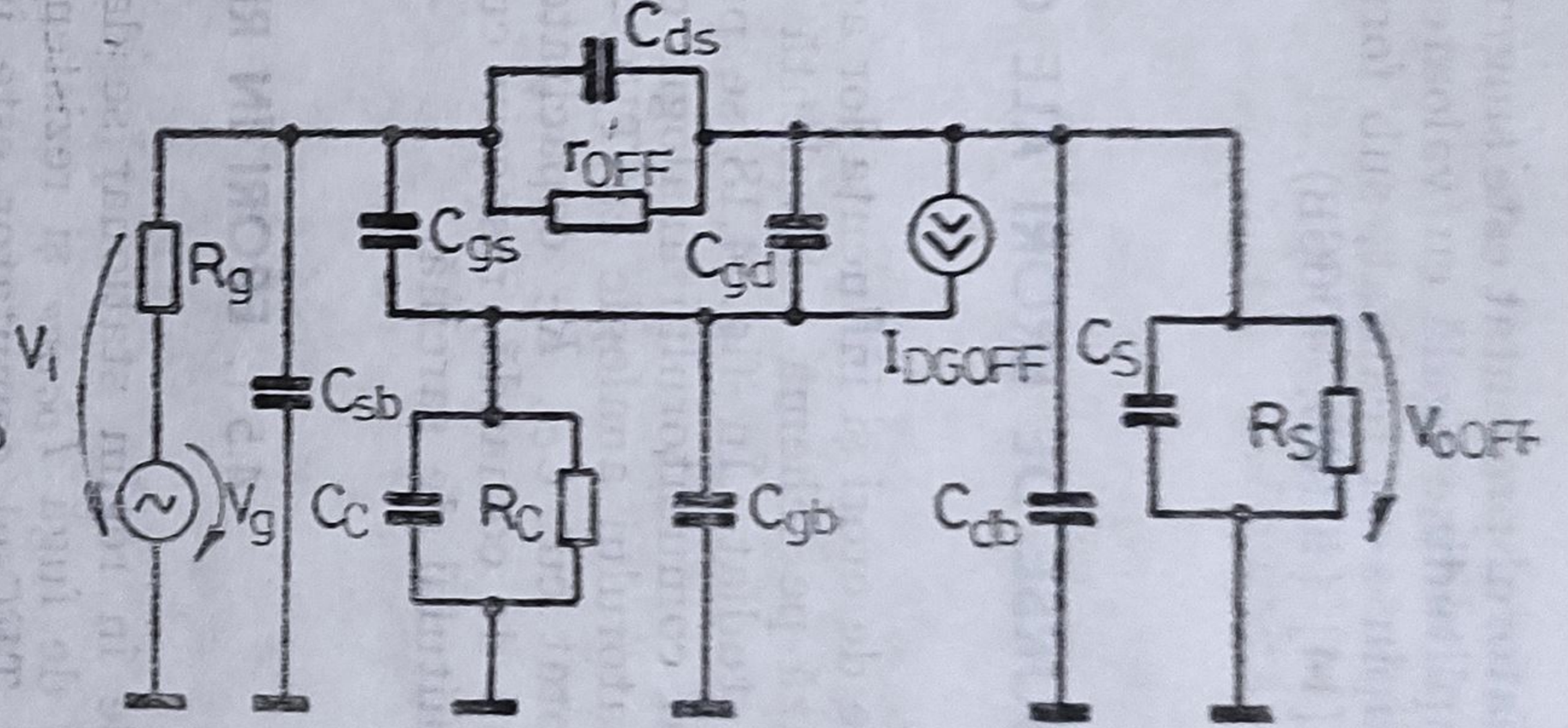
a. Comutator cu TEC-J închis



b. Comutator cu TEC-J deschis



c. Comutator cu TEC-MOS închis



d. Comutator cu TEC-MOS deschis

Fig. 4.18. Circuitul echivalent în regim staţionar al comutatorului analogic cu TEC.

poate deveni semnificativă la temperaturi mari, dacă rezistența sarcinii este mare.

Ținînd seama de relațiile (4.29) și (4.31), se poate calcula coeficientul de transfer în tensiune K_u al comutatorului analogic:

$$K_u = \frac{V_0' - V_0''}{V_i} \cong R_S \left(\frac{1}{r_{ON} + R_S} - \frac{1}{r_{OFF} + R_S} \right), \tag{4.33}$$

care permite evaluarea rezistenței de sarcină maximă pe care poate lucra comutatorul analogic [1]

$$R_{Smax} \cong r_{ON} \sqrt{\frac{r_{OFF}}{r_{ON}}}. \tag{4.34}$$

Pentru a asigura erori mici în regim staționar, concomitent cu un coeficient de transfer satisfăcător, în toate aplicațiile se impune condiția

$$r_{ON} \ll R_S \ll r_{OFF}. \tag{4.35}$$

4.5.2. ERORI ÎN REGIM DINAMIC

Erorile în regim dinamic sînt datorate, în principal, următoarelor cauze:

— modularea tensiunii V_{GS} de către amplitudinea semnalului analogic de intrare, care produce o distorsionare a semnalului la ieșire datorită variației rezistenței r_{ON} în conducție,

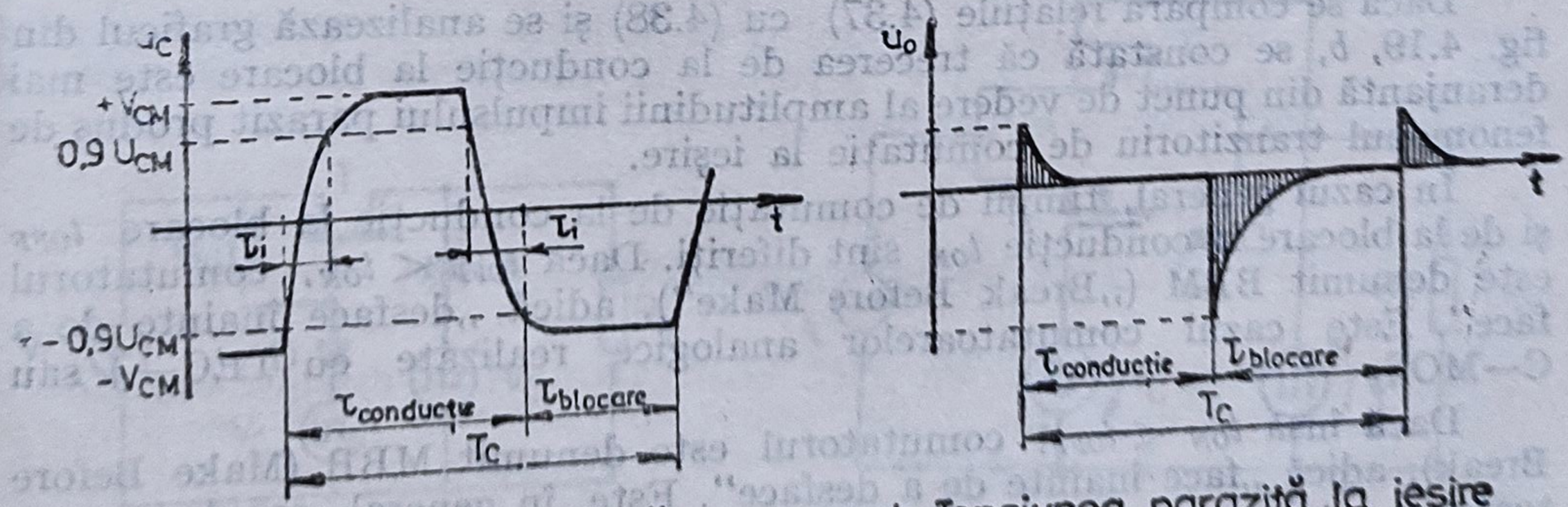
— comportamentul de tip „trece jos" a comutatorului în stare închisă datorită capacităților parazite de la ieșire,

— scurgerile curenților reziduali din starea deschisă prin capacitățile parazite ale comutatorului și circuitului de comandă,

— paraziților captați de comutator pe traseul intrare—ieșire, prin circuitul de comandă sau prin sursele de alimentare.

Întrucît comanda TEC comutator pe grilă se face în practică cu un semnal dreptunghiular cu fronturile exponențiale (fig. 4.19, *a*)

$$u_c(t) = U_c(1 - e^{-t/\tau_i}). \tag{4.36}$$



a. Tensiunea de comandă b. Tensiunea parazită la ieșire

Fig. 4.19. Formele de undă ale tensiunii de comandă și ale tensiunii parazite la ieșire.

Combinaţia paralelă de rezistenţe şi capacităţi echivalentă la ieşire formează un circuit de diferenţiere, care face să apară cîte un impuls parazit de tensiune la ieşire pe fiecare front al semnalului de comandă, aşa cum este ilustrat în fig. 4.19, *b*.

Considerînd că semnalul de intrare V_i este constant şi că se aplică o tensiune de comandă dreptunghiulară simetrică cu factor de umplere 0,5, trecerea TEC comutator de la blocare spre conducţie se produce într-un timp foarte scurt, deoarece capacitatea de sarcină este iniţial izolată de sursă prin rezistenţa r_{OFF} de valoare foarte mare. Cînd TEC-ul a intrat în conducţie, se asigură în continuare o constantă de timp scăzută

$$\tau_0' = (r_{ON} \,||\, R_S)(C_{gd} + C_{gs} + C_s), \tag{4.37}$$

datorită rezistenţei r_{ON} de valoare mică.

Trecerea comutatorului de la conducţie spre blocare se produce practic cu constanta de timp

$$\tau_0'' = R_S(C_{gd} + C_s), \tag{4.38}$$

măsurată din momentul în care s-a atins tensiunea de prag.

Ca urmare, la ieşire apare un impuls parazit de tensiune care scade în timp după legea exponenţială

$$u_0(t) = (V_{CM} - V_P)\frac{C_{gd}}{C_{gd} + C_s} \exp\left(-\frac{t}{\tau_0''}\right). \tag{4.39}$$

Aria impulsului, mediată pe durata unei semiperioade dă tensiunea parazită reziduală la ieşire [1],

$$V_{or} = \frac{2}{T_C}\int_0^{T_i/2} u_0(t) \cong 2(V_{CM} - V_P)\frac{R_s \cdot C_{gd}}{T_C}. \tag{4.40}$$

Dacă se compară relaţiile (4.37) cu (4.38) şi se analizează graficul din fig. 4.19, *b*, se constată că trecerea de la conducţie la blocare este mai deranjantă din punct de vedere al amplitudinii impulsului parazit produs de fenomenul tranzitoriu de comutaţie la ieşire.

În cazul general, timpii de comutaţie de la conducţie la blocare t_{OFF} şi de la blocare la conducţie t_{ON} sînt diferiţi. Dacă $t_{OFF} < t_{ON}$, comutatorul este denumit BBM („Break Before Make"), adică „desface înainte de a face". Este cazul comutatoarelor analogice realizate cu TEC—J sau C—MOS.

Dacă însă $t_{ON} < t_{OFF}$, comutatorul este denumit MBB (Make Before Break), adică „face înainte de a desface". Este, în general, cazul comutatoarelor analogice realizate cu TEC—MOS.

După natura aplicaţiei, se alege comutatorul cu acţiunea dorită.

4.5.3. RECOMANDĂRI PENTRU REDUCEREA ERORILOR DE COMUTARE

Erorile comutatoarelor analogice cu TEC produse în regim staţionar sau în regim dinamic nu pot fi compensate riguros, datorită caracterului neliniar al rezistenţelor şi capacităţilor parazite din schema electrică echivalentă a TEC comutator. O compensare parţială a acestor erori se poate realiza într-o plajă limitată de temperaturi şi valori ale tensiunii de comandă, dacă se au în vedere următoarele recomandări :

a) Utilizarea unui TEC comutator cu capacitate C_{gd} cît mai mică. Întrucît tehnologic scăderea capacităţii C_{gd} implică o creştere a rezistenţei r_{DS}, pentru aplicaţiile de comutaţie se recomandă folosirea unor TEC-uri cu canal iniţial. Capacitatea C_{gd} pentru un TEC disponibil poate fi redusă prin neutrodinare cu ajutorul unei capacităţi variabile de valoare scăzută (fig. 4.20), excitată cu o tensiune de aceeaşi formă, dar în antifază cu tensiunea de comandă.

b) Aplicarea tensiunii de intrare prin intermediul unui repetor, care să reducă la minim rezistenţa internă a sursei de semnal.

c) Utilizarea la ieşirea comutatorului a unui amplificator de c.a. urmat de un detector sincron, care alternativ conduce sau este blocat pe durate mai mici decît o semiperioadă a semnalului de comandă, în aşa fel încît să nu fie detectate impulsurile parazite produse la comutare.

d) Elaborarea unor scheme mai complexe cu două sau mai multe tranzistoare în regim de comutare, de acelaşi tip sau complementare, comandate sincron sau în antifază. Schema din fig. 4.21 utilizează ca element de comutare un sistem cu două TEC—MOS-uri complementare conectate în paralel şi comandate în antifază.

Semnalele parazite care se produc la comanda tranzistoarelor din starea de conducţie în starea de blocare şi invers vor fi de polarităţi diferite şi se vor anula la bornele sarcinii. Pentru egalizarea capacităţilor C_{gd}, în paralel cu cea mai mică capacitate se conectează un condensator ajustabil C.

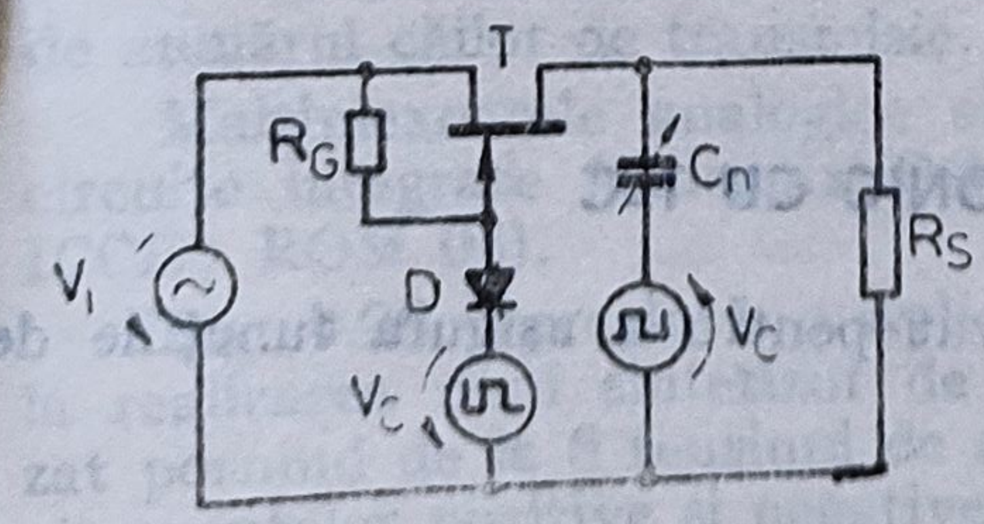


Fig. 4.20. Reducerea tensiunii parazite la ieşirea unui comutator cu TEC prin neutrodinarea capacităţii C_{gd}.

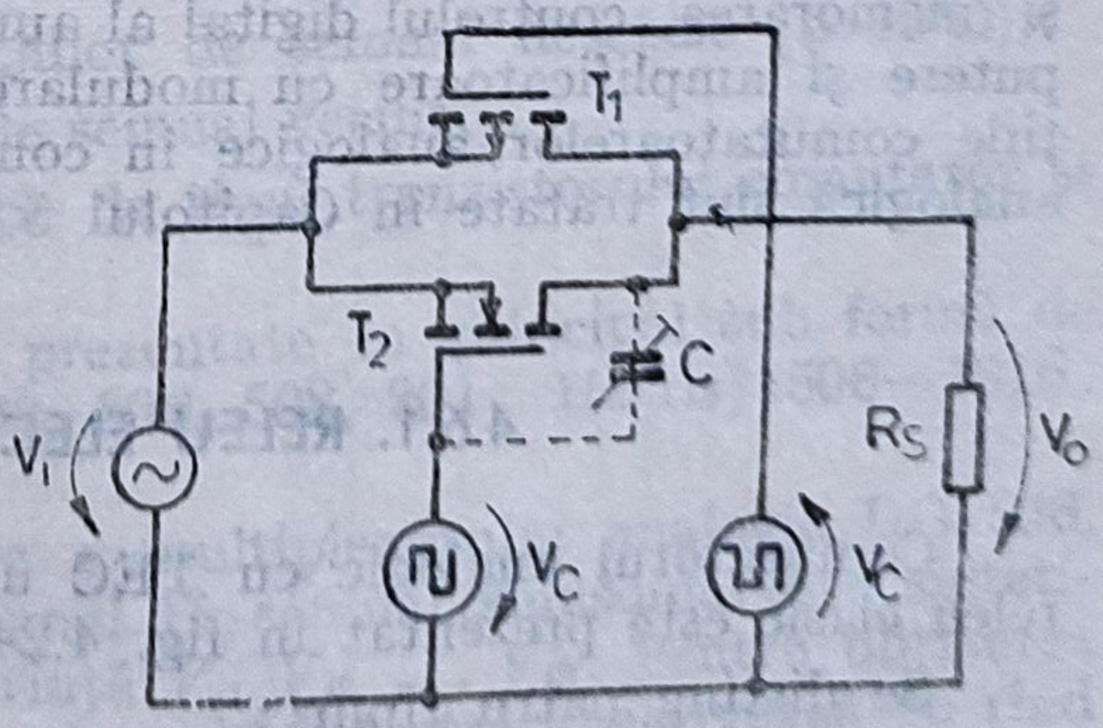


Fig. 4.21. Schema unui comutator analogic cu două TEC—MOS complementare conectate paralel.

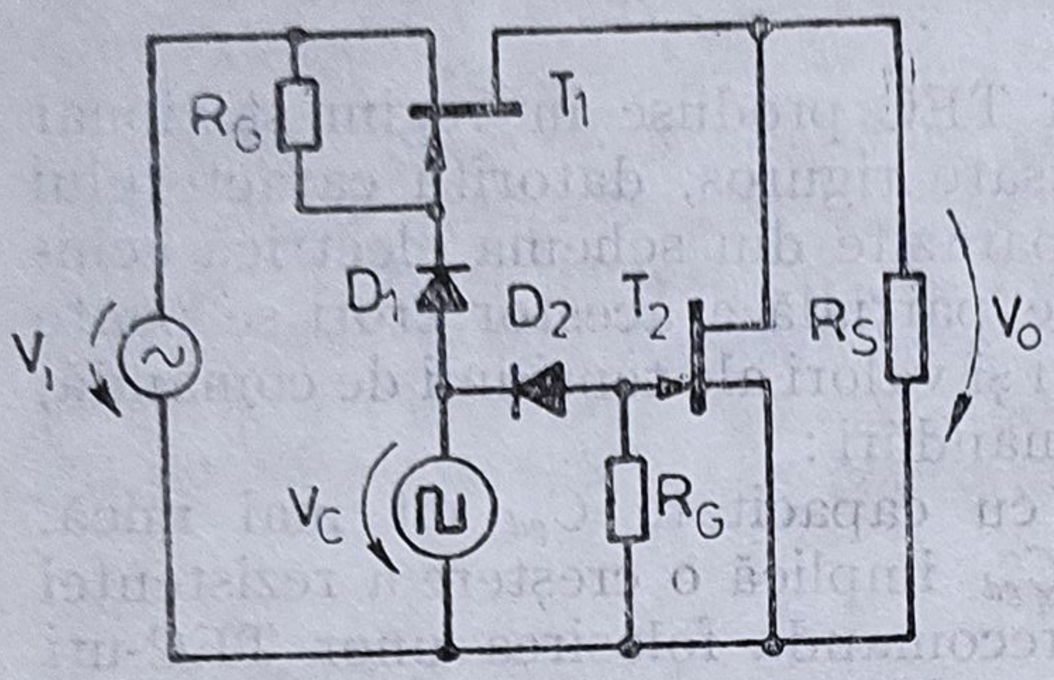


Fig. 4.22. Schema unui comutator serie-şunt.

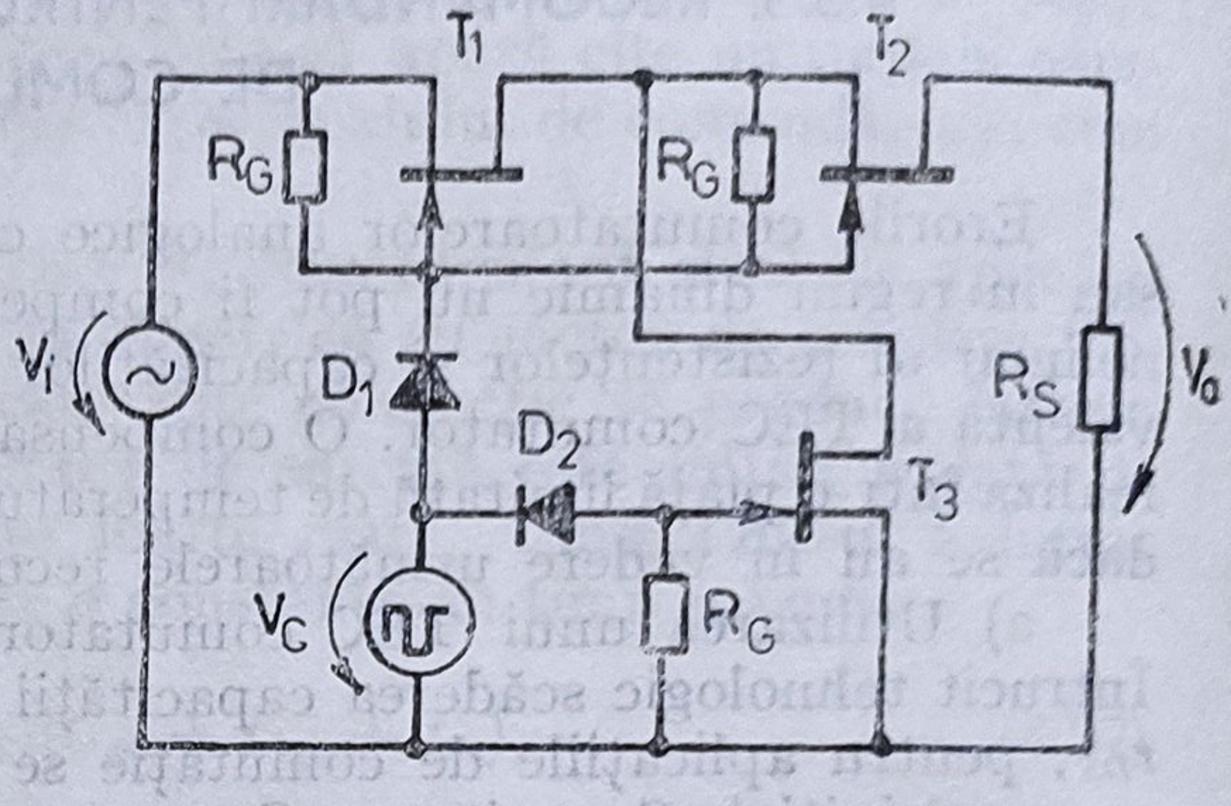


Fig. 4.23. Schema unui comutator în T cu TEC de acelaşi tip.

Performanţele sporite se obţin cu ajutorul comutatoarelor serie-şunt (fig. 4.22) pentru orice combinaţie de valori ale rezistenţelor generatorului şi sarcinii. Pentru a evita scurtcircuitarea sarcinii R_S cînd T_2 conduce, se poate utiliza schema comutatorului în T din fig. 4.23.

Trebuie remarcat că metodele de reducere a erorilor la comutare impun o creştere a complexităţii montajelor, ceea ce desigur se reflectă în dinamica preţului de cost.

4.6. COMUTATOARE ANALOGICE CU TEC ÎN APLICAŢII

Se prezintă utilizarea comutatorului analogic cu TEC în scheme de aplicaţii consacrate : releu electronic, multiplexarea analogică, eşantionarea şi memorarea, controlul digital al amplificării, comutatoare analogice de putere şi amplificatoare cu modulare-demodulare prin choppare. Aplicaţiile comutatoarelor analogice în conversia analog numerică şi numeric-analogică sînt tratate în Capitolul 5.

4.6.1. RELEU ELECTRONIC CU TEC

Comutatorul analogic cu TEC utilizat pentru a asigura funcţiile de releu clasic este prezentat în fig. 4.24.

Se disting patru tipuri :

— SPST — Single Pole Single Throw,

— DPST — Double Pole Single Throw,

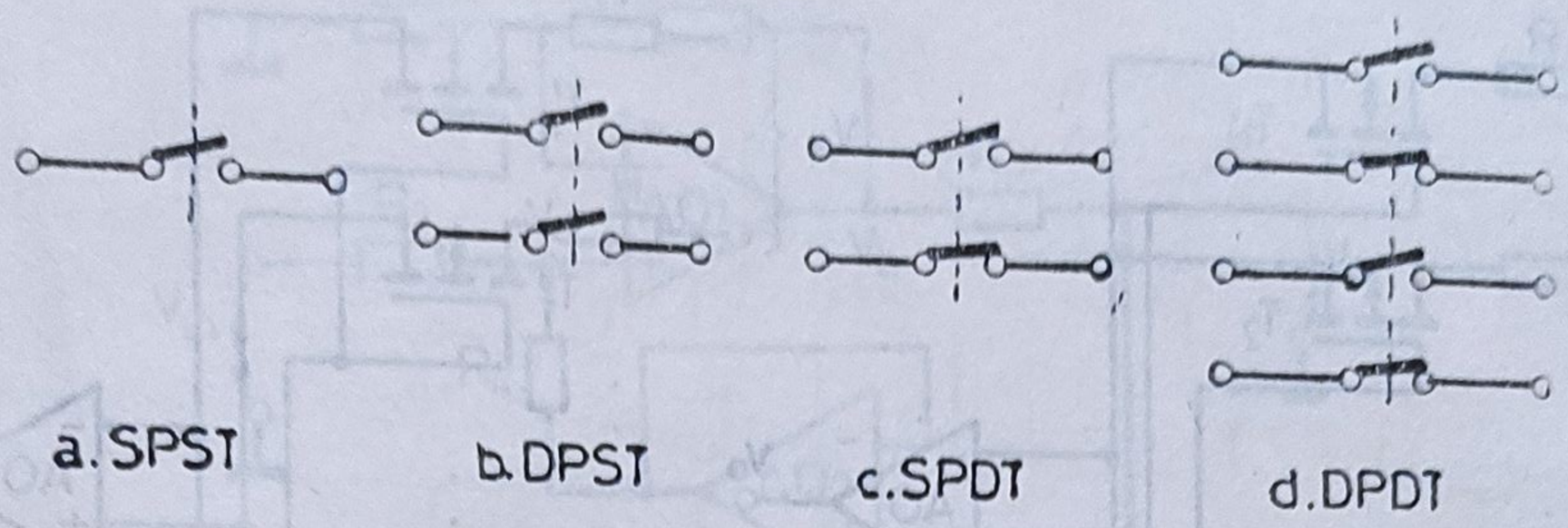


Fig. 4.24. Funcţiile de releu şi simbolul lor.

— SPDT — Single Pole Double Throw,
— DPDT — Double Pole, Double Throw.

Cele patru funcţii există sub formă integrată în circuite simple sau duble [14] (IH 5040 — IH 5051 Intersil, DQ 190 ... Siliconix, MMC 4066 Microelectronica).

4.6.2. MULTIPLEXAREA ANALOGICĂ

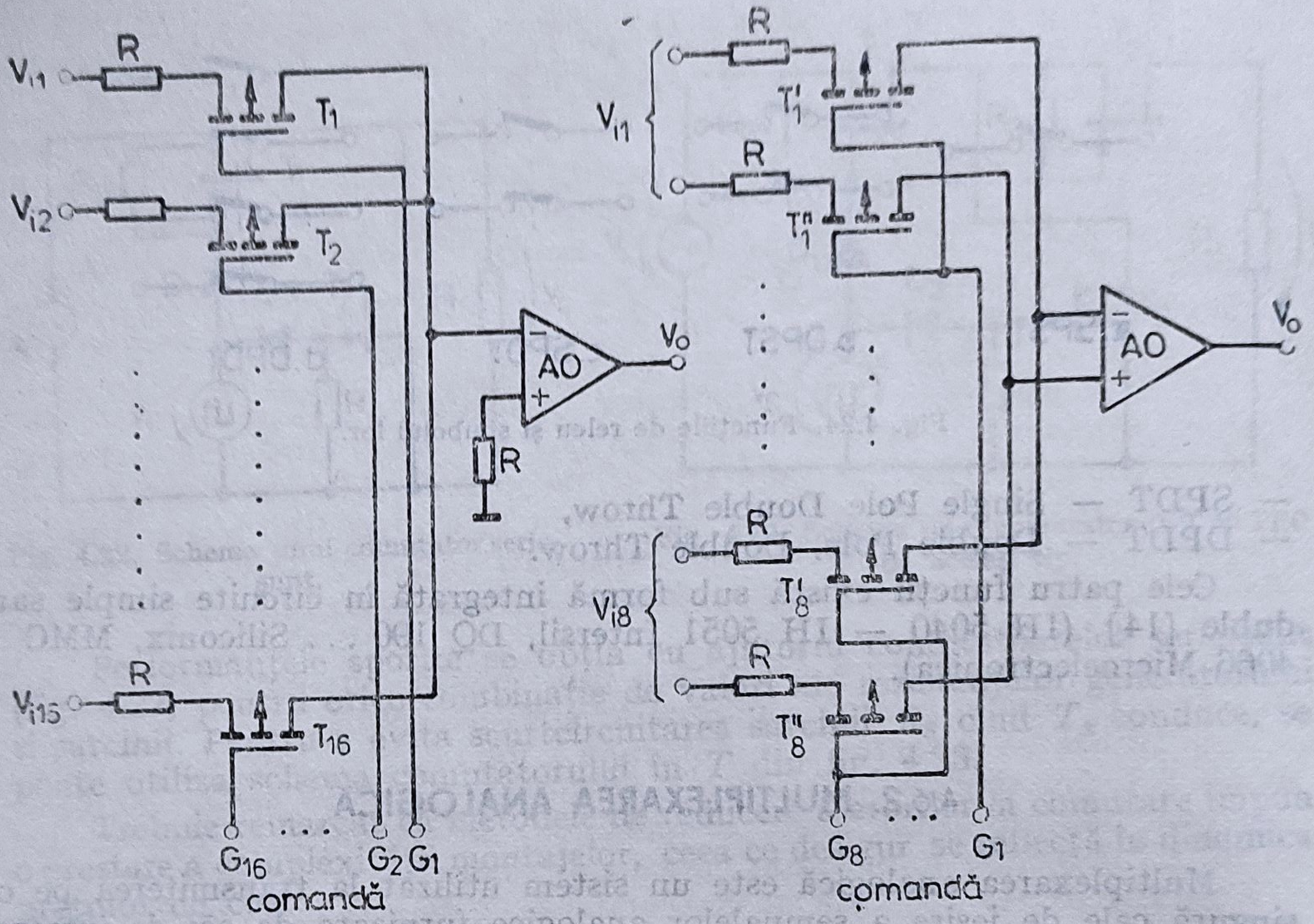
Multiplexarea analogică este un sistem utilizat la transmiterea pe o singură cale de ieşire a semnalelor analogice furnizate de căi de intrare diferite. Fiecare semnal analogic de intrare este comutat succesiv printr-o logică de comandă pe ieşirea unică. Operaţia inversă de transmitere a semnalului unic de intrare pe una din multitudinea căilor de ieşire se numeşte demultiplexare. Fig. 4.25, *a* prezintă o schemă de multiplexor cu 16 căi de intrare pe un singur fir, iar fig. 4,25, *b* schema unui multiplexor cu 8 căi de intrare pe două fire cu ieşire diferenţială.

Amplificatorul operaţional AO separă multiplexorul propriu-zis de sarcina aplicată la ieşire. Caracteristicile principale ale multiplexoarelor sînt:

— rezistenţa r_{ON} scăzută a căii de semnal închisă ($\leqslant n \cdot 100\Omega$),
— rezistenţa r_{OFF} ridicată a căilor de semnal deschise ($\geqslant 10^8\Omega$),
— diafonie scăzută între căile de semnal vecine,
— viteză de comutare în funcţie de tipul tranzistorului comutator şi de numărul căilor de transmisie.

Multiplexoarele analogice sînt prezentate în principal sub formă de circuite integrate (Siliconix DG 503, 506, 508, 201; Harris 1506—1516; ICCE: ROM 05).

Fig. 4.26 reprezintă o aplicaţie a multiplexorului analogic DG 506, la realizarea unui sintetizor de semnal. Un semnal sinusoidal este sintetizat pornind de la 8 tensiuni de referinţă V_{i1} V_{i2} ... V_{i8}. Pentru obţinerea alternanţelor pozitive şi negative ale sinusoidei, tactul T activează pe rînd comutatorul analogic DG 190 în fiecare din cei 16 paşi în care se face multiplexarea.



a. Multiplexor cu 16 căi de intrare și ieșirea inversată

b. Multiplexor cu 8 căi de intrare și ieșirea diferențială

Fig. 4.25. Schema de bază a multiplexorului analogic.

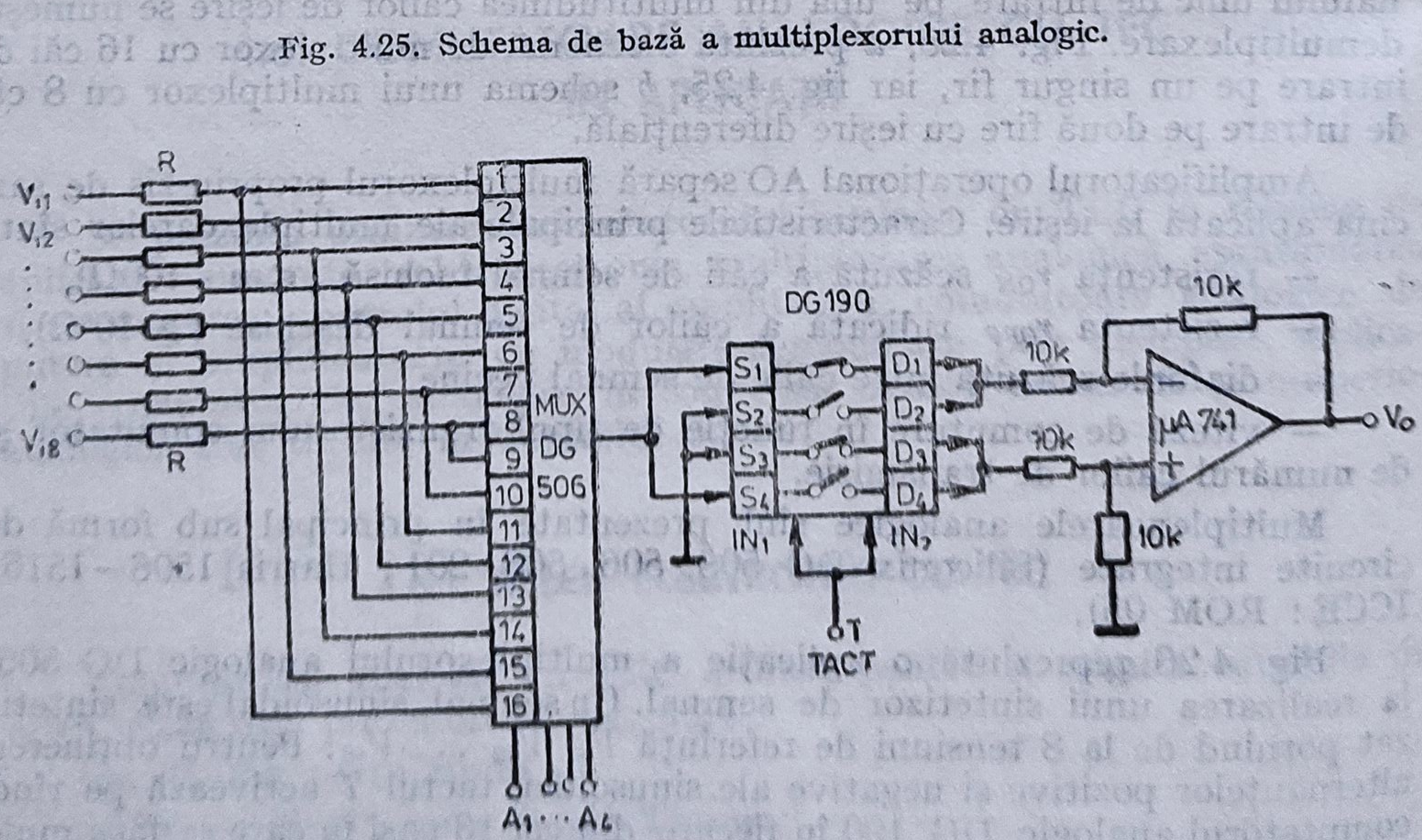


Fig. 4.26. Utilizarea multiplexorului analogic la sinteza unui semnal sinusoidal.

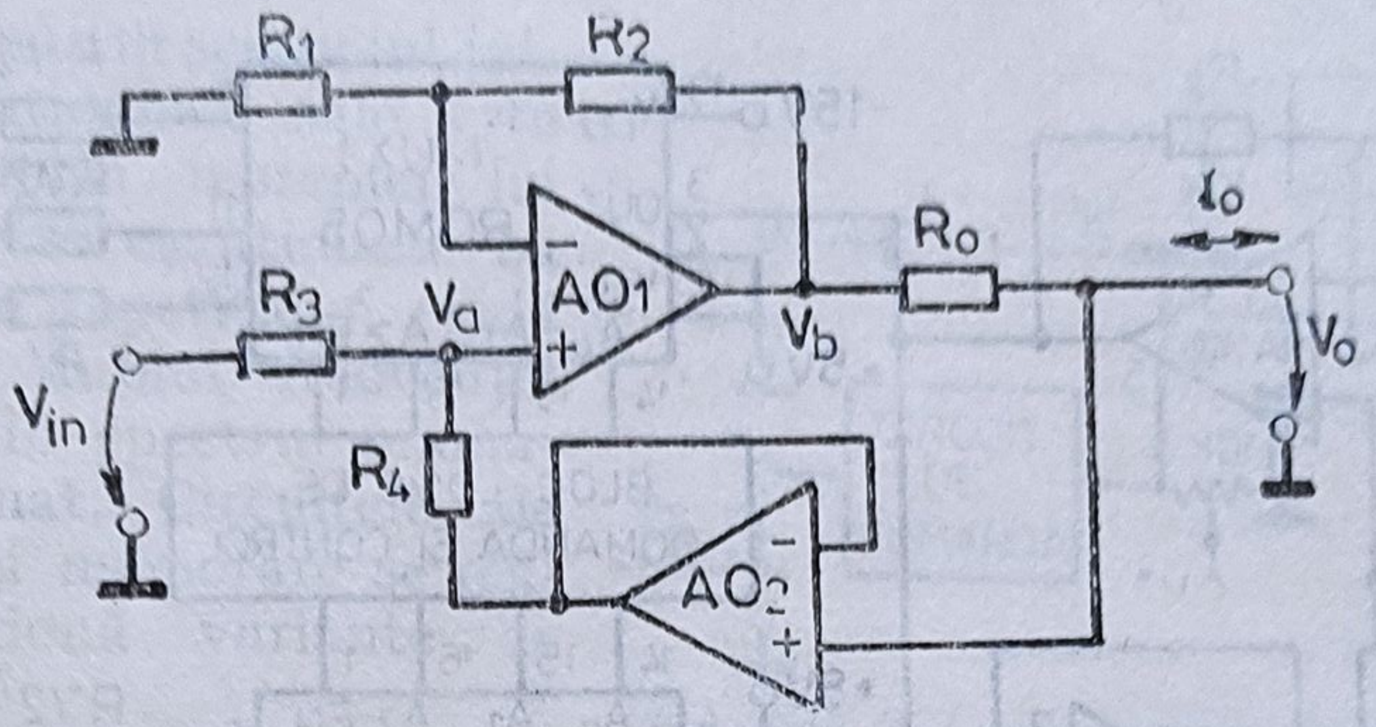


Fig. 4.27. Schema de principiu a unei surse bilaterale de curent.

O altă aplicație interesantă cu multiplexorul analogic o constituie realizarea surselor bilaterale de curent programate digital. În fig. 4.27 se prezintă schema electrică de principiu a unei surse bilaterale de curent.

Considerînd amplificatoarele operaționale ideale, ecuațiile potențialelor la noduri

$$V_b = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_a, \tag{4.41}$$

$$V_a = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{in} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot V_0 \tag{4.42}$$

permit determinarea curentului de ieșire

$$I_0 = \frac{V_b - V_0}{R_0} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{in} + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_4} - 1\right] V_0}{R_0}. \tag{4.43}$$

În ipoteza simplificatoare

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}, \tag{4.44}$$

se obține pentru curentul de ieșire expresia

$$I_0 = \frac{V_{in}}{R_0}. \tag{4.45}$$

Curentul maxim de ieșire este limitat de curentul oferit la ieșire de amplificatorul AO_1, iar curentul minim este dictat de curentul de intrare în amplificatorul AO_2. Dacă prin comandă numerică, utilizînd multiplexoare analogice, se asigură modificarea în trepte a rezistenței R_0 se obține o sursă bilaterală de curent programată digital. Schema prezentată în fig. 4.28 [17] asigură trepte de curent de 20 μA, respectiv 160 μA la comanda pe 16 biți primită de cele două multiplexoare Mux 1,2 de la blocul logic de comandă și control. Se asigură astfel 16 niveluri discrete de curent preselec-

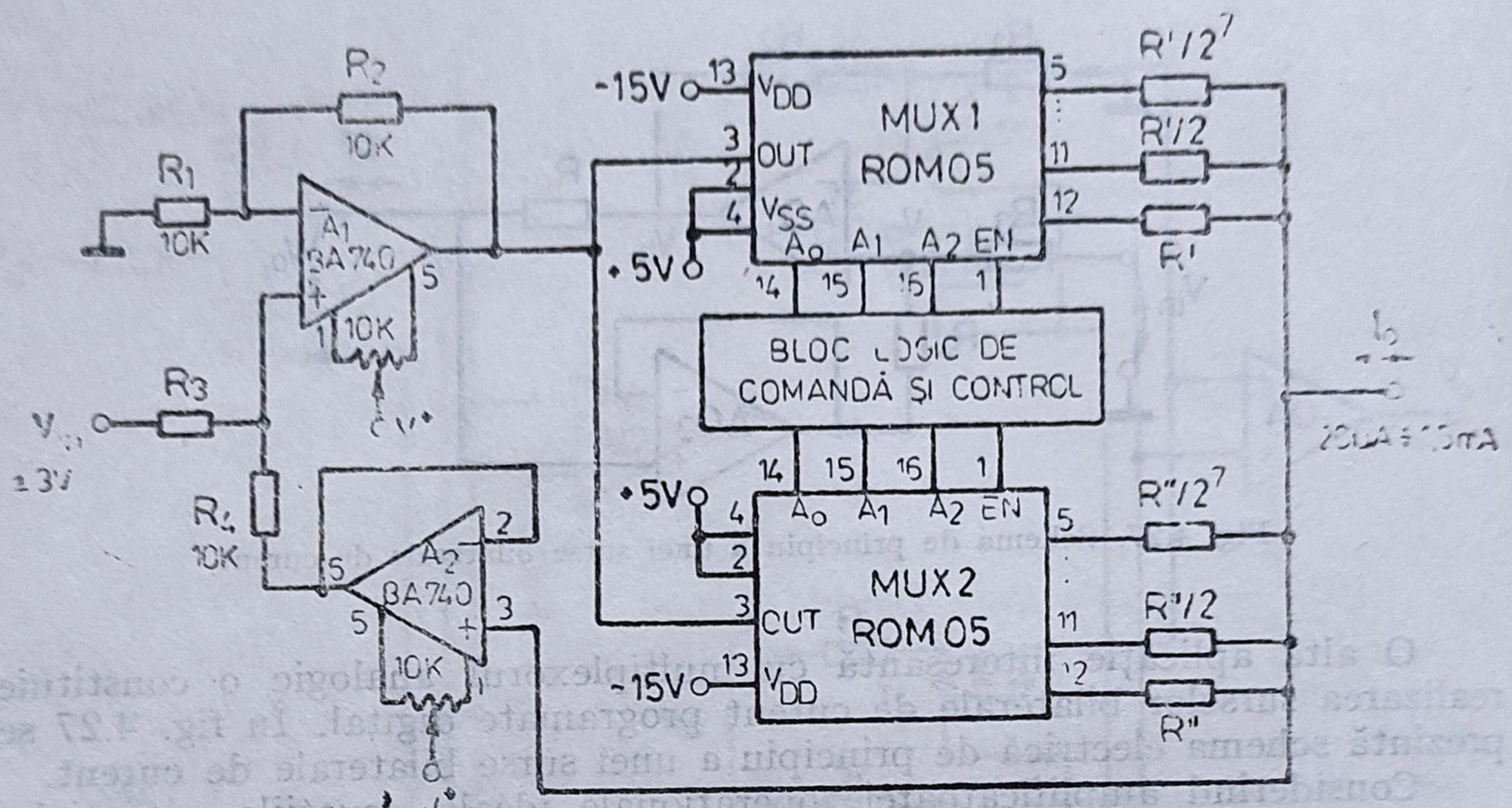


Fig. 4.28. Schema sursei bilaterale de curent programată digital.

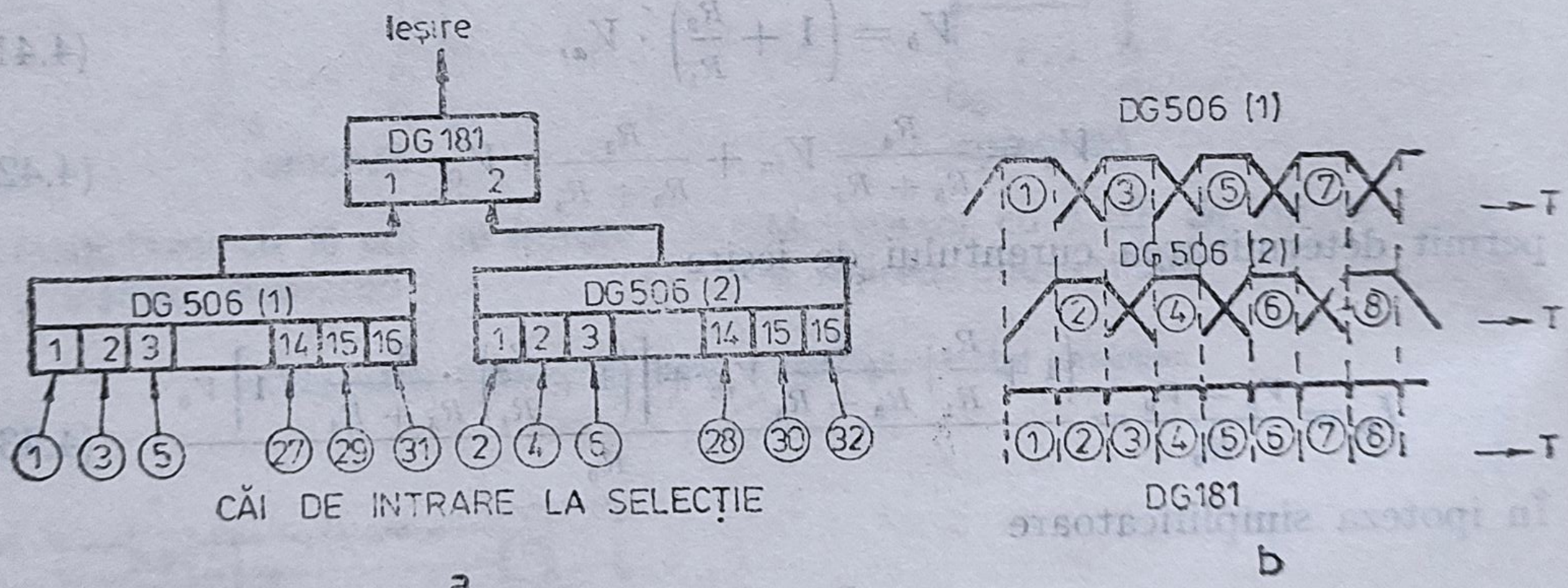


Fig. 4.29. Schema unui supermultiplexor cu 32 căi (a) şi diagrama lui de comutare (b).

tabile prin program sau la cerere, care acoperă domeniul curenţilor $I_{o\ min} = 20\ \mu A$ $I_{o\ max} = 1{,}5$ mA.

Supermultiplexorul analogic este un montaj realizat din multiplexoare conectate în tandem. Se obţine astfel o creştere a numărului de căi disponibile la selectare şi a vitezei efective de comutare. Fig. 4.29 prezintă schema unui supermultiplexor cu 32 de căi şi diagrama lui de comutare.

4.6.3. EŞANTIONAREA ŞI MEMORAREA

Sistemele de eşantionare şi memorare E/M (sample and hold) sînt circuite electronice care permit prelevarea unor eşantioane dintr-un semnal analogic de intrare şi memorarea valorii acestora un timp prestabilit. Pentru

a putea reconstitui semnalul inițial din eșantioanele sale este necesar, conform teoremei lui Shannon, să se eșantioneze cu o frecvență de repetiție f_e egală cu cel puțin dublul frecvenței maxime f_M din spectrul semnalului eșantionat. Circuitele de eșantionare și memorare se realizează în două variante de bază:

a) Circuite neinversoare, numite și circuite cu condensatorul de memorare la masă (fig. 4.30).

b) Circuite inversoare sau circuite cu condensatorul de memorare în bucla de reacție (fig. 4.31).

În fig. 4.32 se prezintă, grafic, modul în care se realizează eșantionarea și memorarea și principalii parametrii ai unui circuit *E/M*.

Dacă se analizează comparativ performanțele celor două

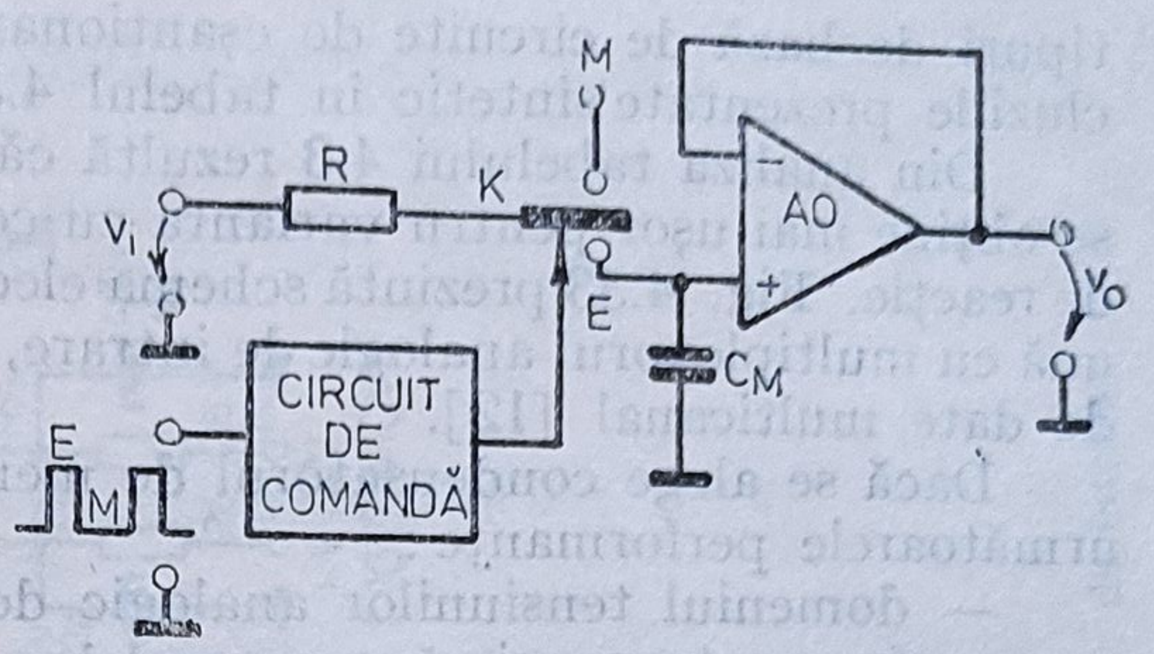


Fig. 4.30. Schema de bază a unui circuit de *E/M* în variantă neinversoare.

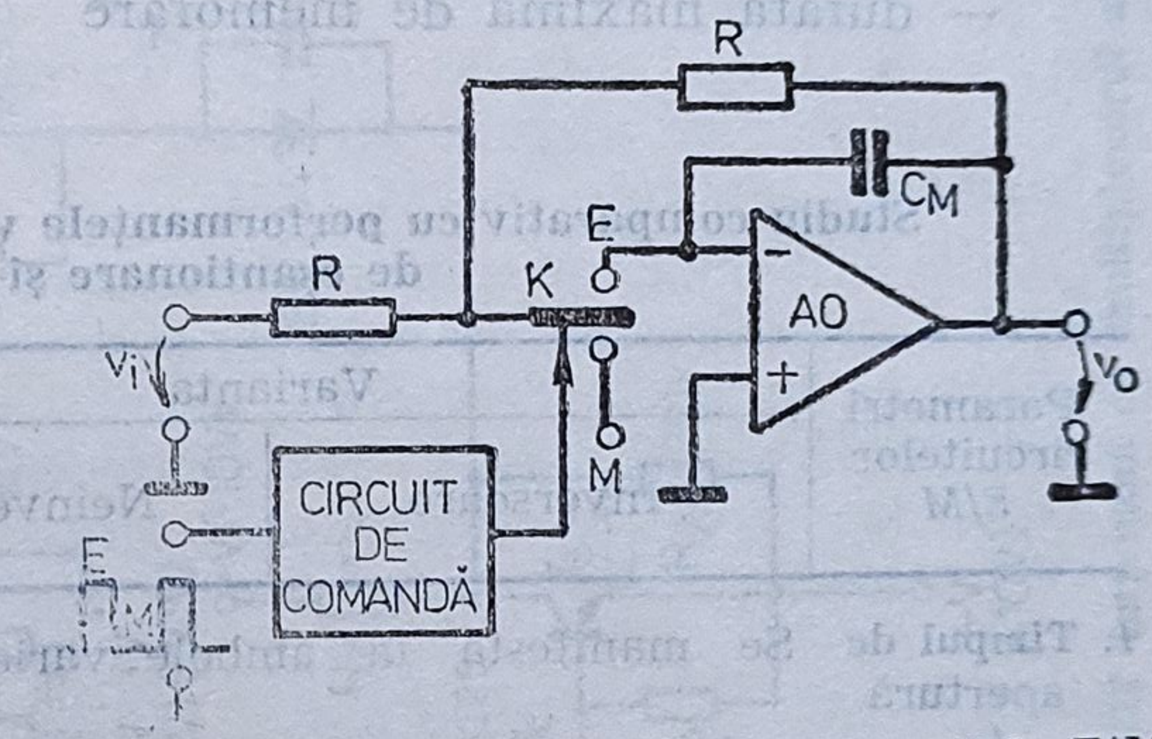


Fig. 4.31. Schema de bază a unui circuit de *E/M* în varianta inversoare.

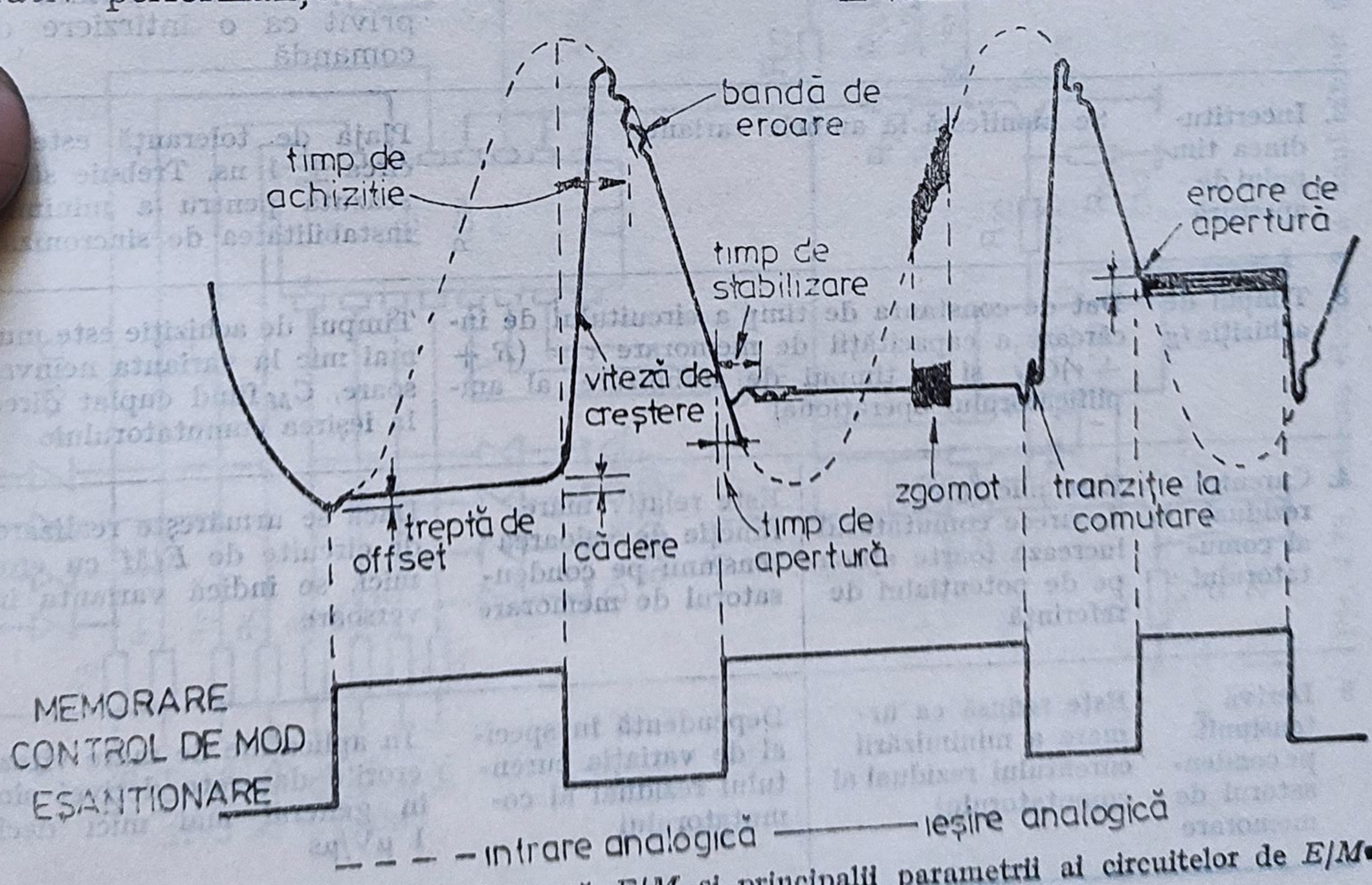


Fig. 4.32. Modul în care se realizează *E/M* și principalii parametrii ai circuitelor de *E/M*.

tipuri de bază de circuite de eșantionare și memorare, se desprind concluziile prezentate sintetic în tabelul 4.3.

Din analiza tabelului 4.3 rezultă că un compromis bun precizie-viteză se obține mai ușor pentru varianta cu condensatorul de memorare în bucla de reacție. Fig. 4.33 prezintă schema electrică a unui circuit de *E/M*, împreună cu multiplexorul analogic de intrare, utilizată într-un sistem de achiziții de date multicanal [12].

Dacă se alege condensatorul de memorare cu dielectric mică, se obțin următoarele performanțe:

— domeniul tensiunilor analogic de intrare $V_i = 0 - 5V$
— frecvența maximă a semnalelor de intrare $f_{max} \leqslant 1$ MHz
— timpul de achiziție $t_E \leqslant 1$ μs
— durata maximă de memorare $t_M \leqslant 500$ μs

Tabelul 4.3

Studiu comparativ cu performanțele variantelor de bază a circuitelor de eșantionare și memorare

Parametri circuitelor *E/M*	Varianta		Observații
	Inversoare	Neinversoare	
1. Timpul de apertură t_a	Se manifestă la ambele variante		Valorile uzuale se situează între 5—40 ns. În general t_a nu constituie o problemă, putînd fi privit ca o întîrziere de comandă
2. Incertitudinea timpului de apertură	Se manifestă la ambele variante		Plaja de toleranță este de circa ± 1 ns. Trebuie să fie scăzută pentru a minimiza instabilitatea de sincronizare
3. Timpul de achiziție t_E	Dat de constanta de timp a circuitului de încărcare a capacității de memorare $\tau = (R + r)C_M$ și de timpul de stabilizare al amplificatorului operațional		Timpul de achiziție este mult mai mic la varianta neinversoare, C_M fiind cuplat direct la ieșirea comutatorului
4. Curentul rezidual al comutatorului	Este mic (nA), deoarece comutatorul lucrează foarte aproape de potențialul de referință	Este relativ mare, funcție de valoarea tensiunii pe condensatorul de memorare	Dacă se urmărește realizarea de circuite de *E/M* cu erori mici, se indică varianta inversoare
5. Deriva tensiunii pe condensatorul de memorare	Este redusă ca urmare a minimizării curentului rezidual al comutatorului	Dependentă în special de variația curentului rezidual al comutatorului	În aplicațiile de mare viteză erorile datorate derivei sînt în general mai mici decît 1 μV/μs

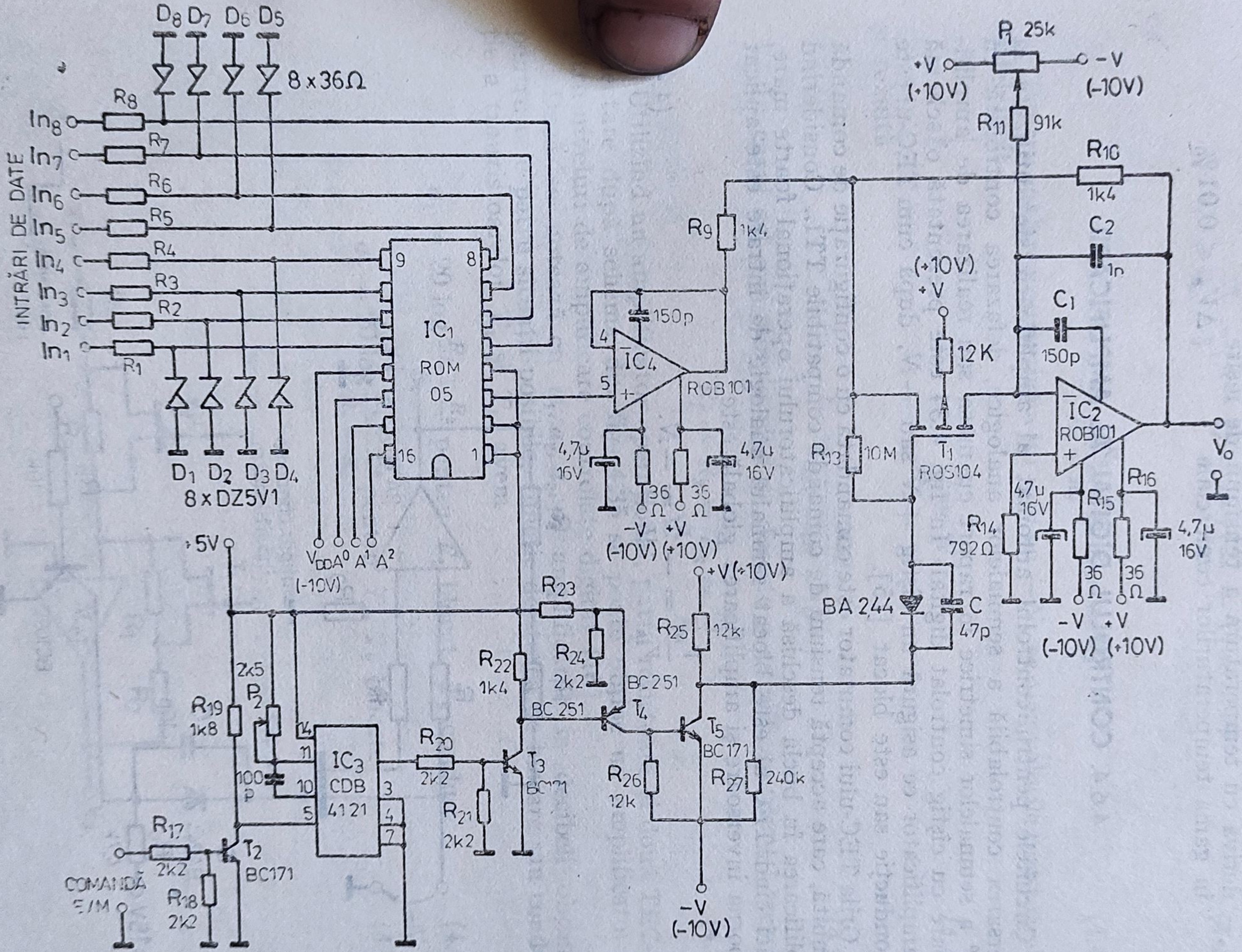


Fig. 4.33. Schema electrică a unui circuit de *E/M* împreună cu multiplexorul analogic de intrare.

— eroarea maximă relativă la eşantionare sau memorare $0{,}02\%$.

— deriva cu temperatura a tensiunii de ieşire în gama temperaturilor comerciale $|\Delta V_0| \leqslant 0{,}01\%$.

4.6.4. CONTROLUL DIGITAL AL AMPLIFICĂRII

Circuitele pentru controlul automat al amplificării sînt utilizate la inversarea controlabilă a semnalelor analogice, defazarea controlată cu 180° a semnalelor simetrice în raport cu masa sau realizarea de amplificatoare cu cîştig controlat digital. În fig. 4.34 este prezentată o schemă de amplificator ce asigură un cîştig $+N$ sau $-N$, după cum TEC-ul este în conducţie sau este blocat [15].

Grila TEC-ului comutator este comandată cu o configuraţie de comandă obişnuită, care acceptă tensiuni de comandă compatibile TTL. Considerînd amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operaţional foarte mare, atunci cînd TEC-ul este blocat semnalul analogic de intrare este aplicat pe borna inversoare şi amplificarea globală este :

$$\frac{V_{ies}}{V_{in}} = -\frac{R_f}{R} = -N. \tag{4.46}$$

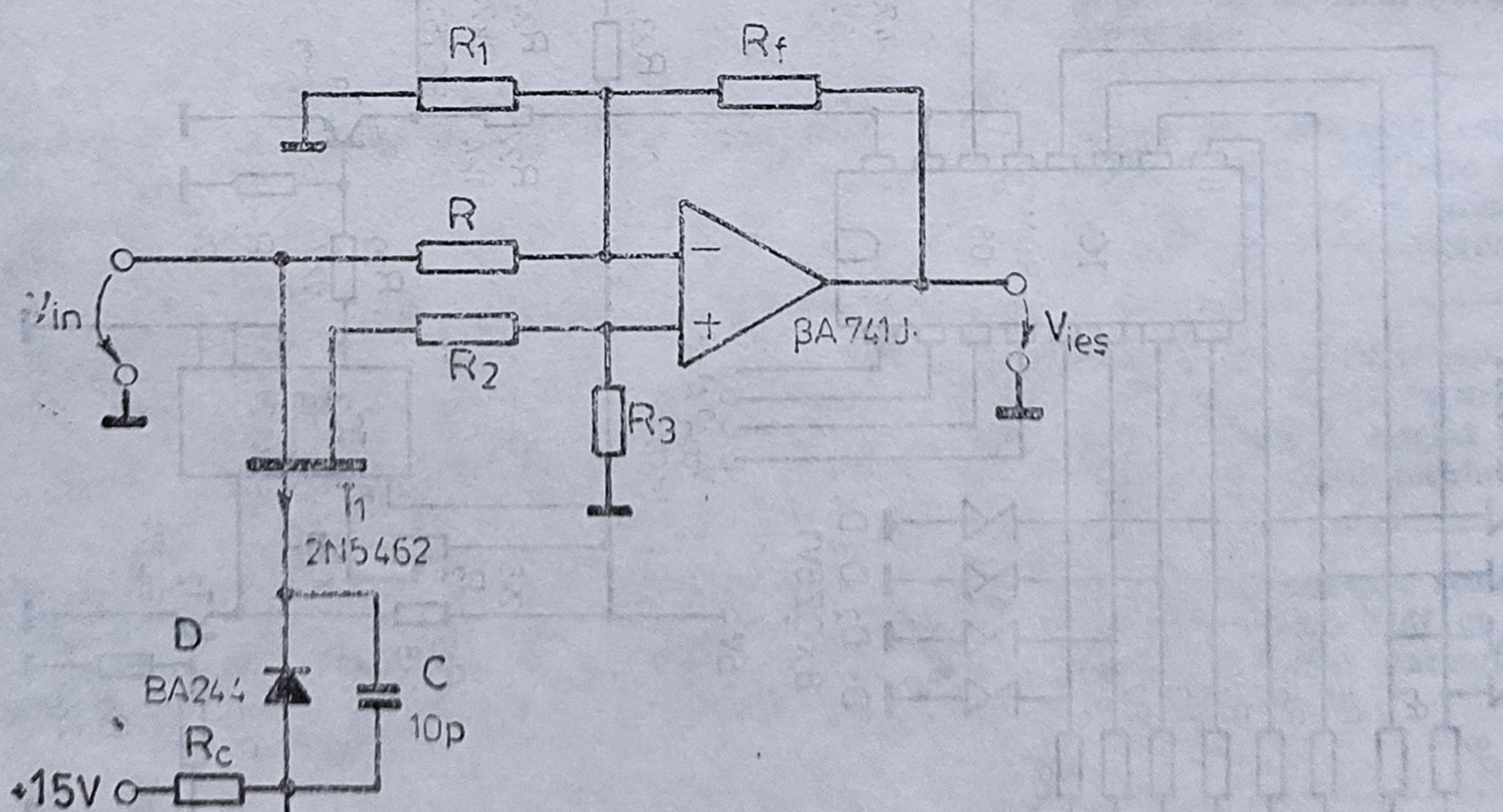


Fig. 4.34. Schema unui amplificator cu cîştig inversabil.

Aducerea TEC-ului în conducţie asigură amplificarea

$$\frac{V_{ieş}}{V_{in}} = (f-1)\frac{R_f}{R} + f\left(\frac{R_f}{R_1}+1\right) = +N, \tag{4.47}$$

cu

$$f = \frac{R_3}{R_2+R_3} \text{ şi } r_{ON} \ll R_2. \tag{4.48}$$

Pentru egalarea numerică a lui $+N$ cu $-N$, se aleg valorile rezistoarelor astfel încît

$$\frac{R_f}{R} = N, \tag{4.49}$$

şi rezultă

$$R_1 = \frac{NRf}{2N-(N+1)f}. \tag{4.50}$$

În cazul cel mai simplu cînd se doreşte o amplificare de ± 1, rezultă

$$R_f = R_2 = R_3 = \frac{R_1}{2}. \tag{4.51}$$

Utilizînd un amplificator operaţional, patru rezistoare şi două TEC-uri conectate după schema din fig. 4.35 se poate obţine un amplificator cu patru niveluri de amplificare controlate digital [16].

Dacă se notează cu a_1, a_2, a_3, a_4 amplificările în decibeli obţinute pentru cele patru situaţii posibile, funcţie de starea de blocare sau conducţie a tranzistoarelor T_1 şi T_2, avem

$$a_1 = 20\log\frac{R_1+R_2}{R_4} \text{ pentru } T_1 \text{ blocat, } T_2 \text{ conduce} \tag{4.52}$$

$$a_2 = 20\log\frac{R_1+R_2}{R_3+R_4} \text{ pentru } T_1, T_2 \text{ blocate} \tag{4.53}$$

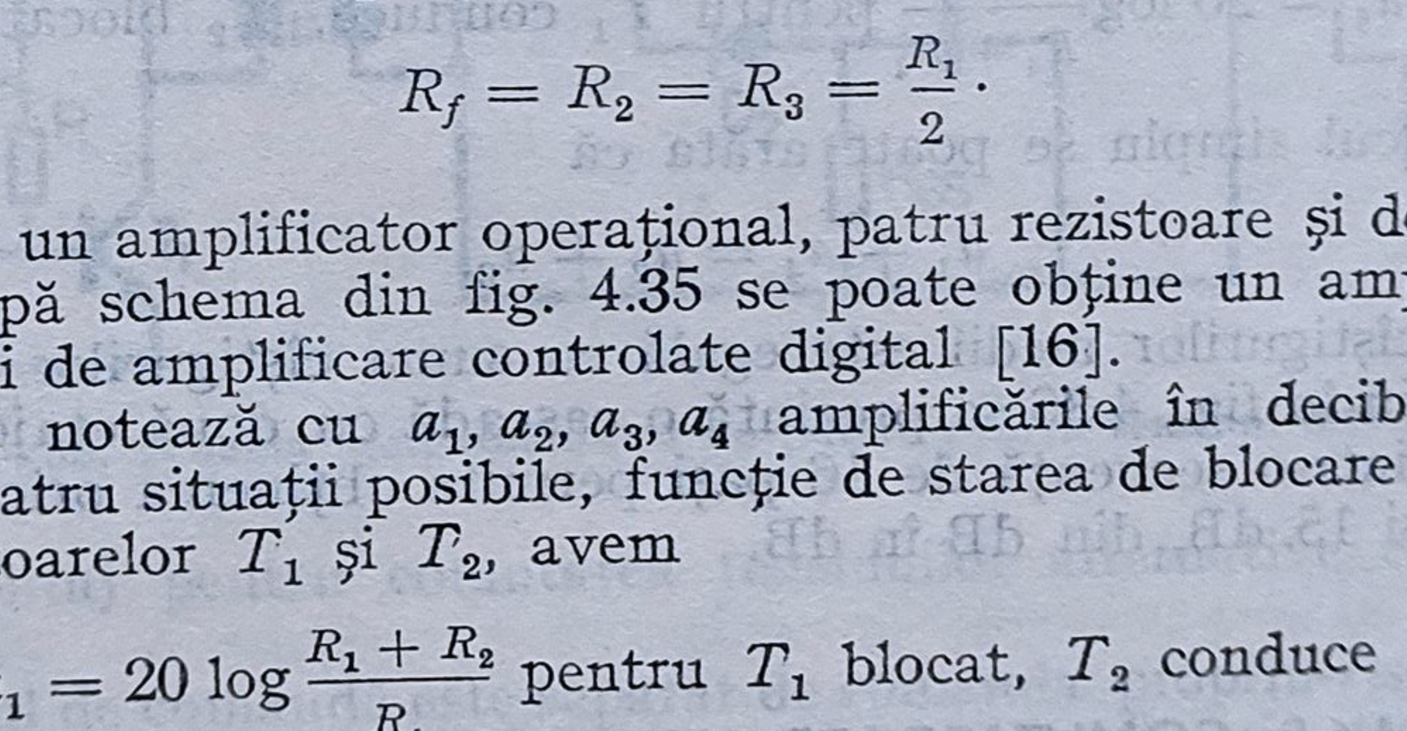
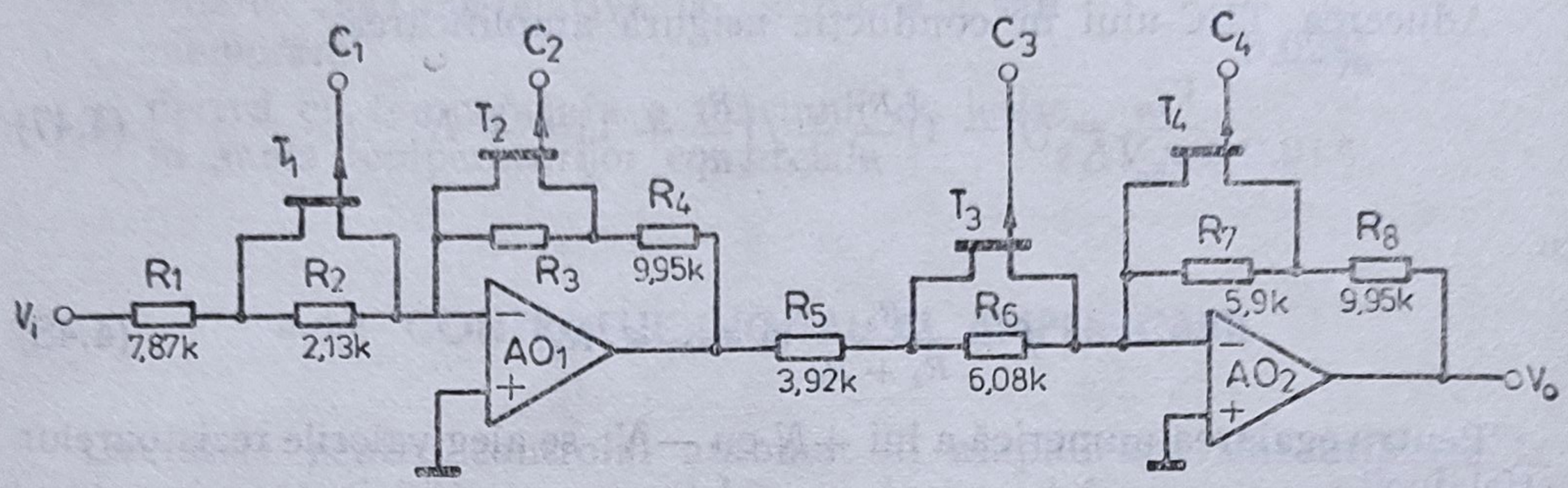


Fig. 4.35. Schema unui amplificator cu patru niveluri de amplificare comandate digital.



AO_1 asigură amplificări de 0, 1, 2, 3 dB

AO_2 asigură amplificări de 0, 4, 8, 12 dB

Fig. 4.36. Schema unui amplificator cu cîștig controlat digital între 0—15 dB într-o secvență de 16 pași.

$$a_3 = 20 \log \frac{R_2}{R_4} \text{ pentru } T_1, T_2 \text{ în conducție} \tag{4.54}$$

$$a_4 = 20 \log \frac{R_2}{R_3 + R_4} \text{ pentru } T_1 \text{ conduce, } T_2 \text{ blocat.} \tag{4.55}$$

Printr-un calcul simplu se poate arăta că

$$a_1 + a_4 = a_2 + a_3, \tag{4.56}$$

adică suma cîștigurilor medii este egală cu suma cîștigurilor extreme. Pe acest principiu în fig. 4.36 se prezintă o cascadă cu două etaje de amplificare, care printr-o secvență de 16 pași permite obținerea oricărei amplificări între 0 și 15 dB, din dB în dB.

4.6.5. COMUTATOARE ANALOGICE DE PUTERE

Pentru comutarea analogică a tensiunilor și curenților ridicați s-au realizat tranzistoare MOS de putere (VMOS, DMOS, TMOS), care acceptă tensiuni $V_{DS} = 60 - 100$ V și curenți $I_D = 1 - 2$ A [3]. În fig. 4.37 se prezintă o secțiune în structura unui VMOS cu canal N.

Canalul conductor este creat prin inversiune de-a lungul V-ului între regiunile N^+ și N^-. Caracteristicile tipice ale unui VMOS la $T = 25°C$ sînt prezentate sintetic în tabelul 4.4 [14].

Tabelul 4.4

Caracteristicile tipice ale unui VMOS la $T = 25°C$

PARAMETRUL	V_{DS}	I_D	r_{DSON}	C_{GS}	C_{DS}	t_{ON}, t_{OFF}
VALOAREA	200 V	2A	3	30 pF	10 pF	5 μs

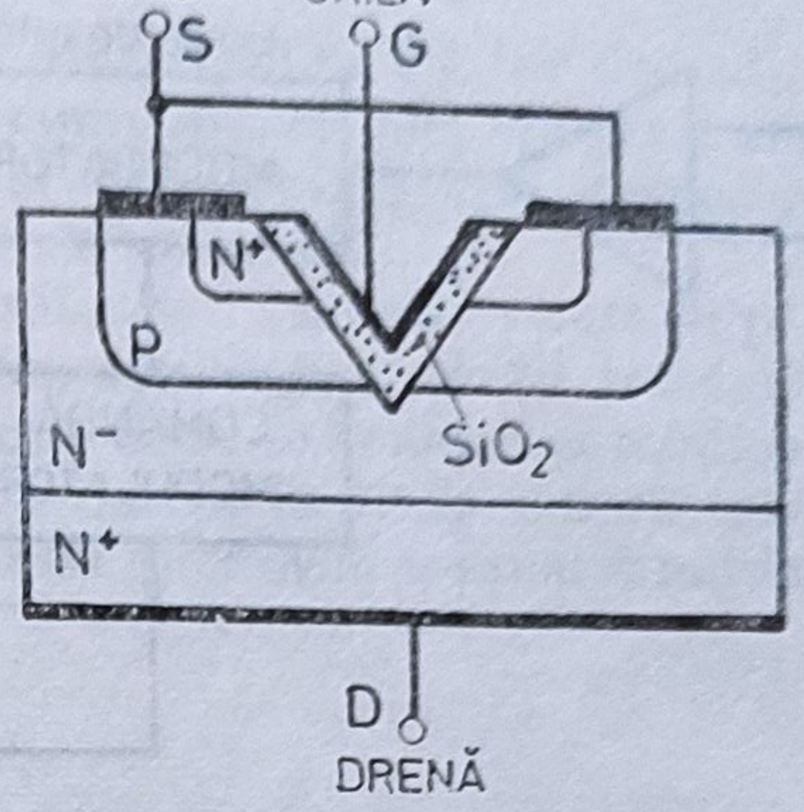


Fig. 4.37. Secţiune teoretică printr-un VMOS cu canal *N*.

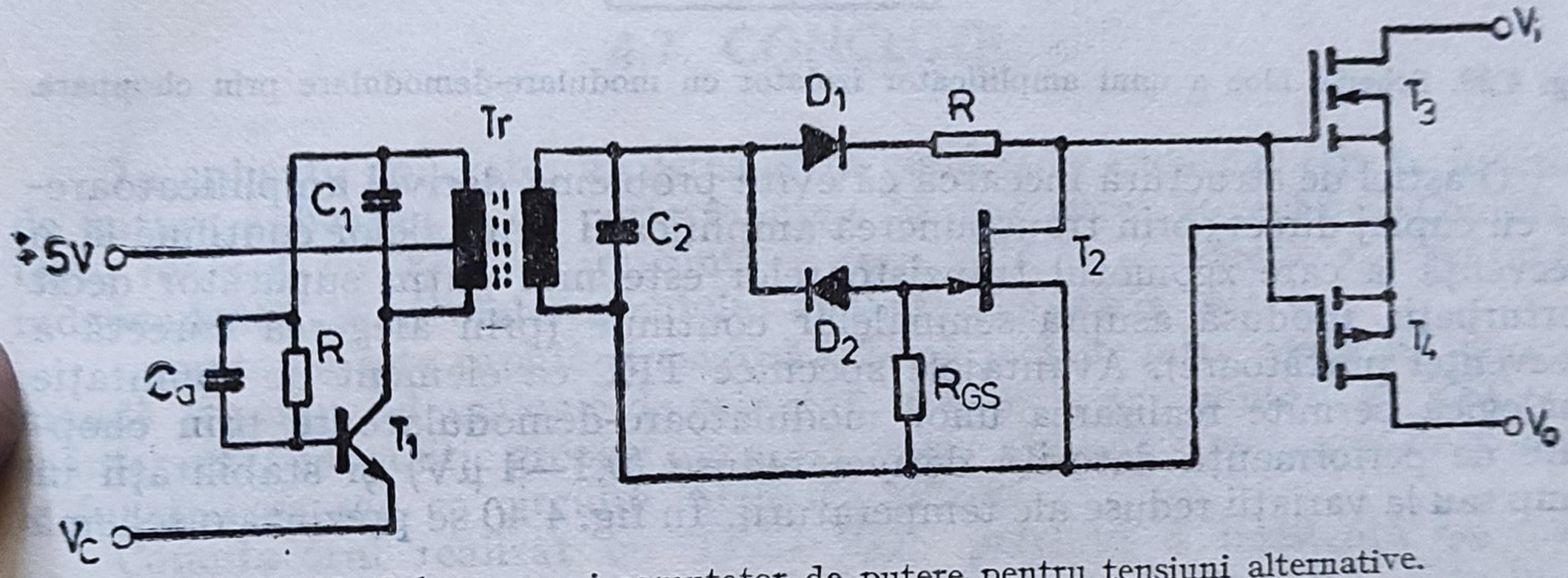


Fig. 4.38. Schema unui comutator de putere pentru tensiuni alternative.

Un montaj pentru comutarea tensiunilor alternative este prezentat în fig. 4.38.

Circuitul de comandă este separat de comanda propriu-zisă a comutatorului realizat cu T_3, T_4 (VMOS-uri complementare) prin transformatorul separator *Tr*. Se observă că pentru acest montaj se obţin capacităţi de intrare mari, care filtrează tensiunea redresată de dioda D_1. Pentru ameliorarea timpilor de comutare s-a introdus tranzistorul T_2 (TEC—J), care acţionează ca o rezistenţă scăzută pentru descărcarea capacităţii de intrare a VMOS-ului la trecerea din conducţie spre blocare.

4.6.6. AMPLIFICATOARE CU MODULARE–DEMODULARE PRIN CHOPPARE

Pentru amplificarea semnalelor continue sau lent variabile de nivel mic, utilizate în construcţia echipamentelor medicale, de instrumentaţie sau în sistemele de control a proceselor industriale se preferă structura modulator-amplificator izolator-demodulator prin choppare prezentată în fig. 4.39 [13].

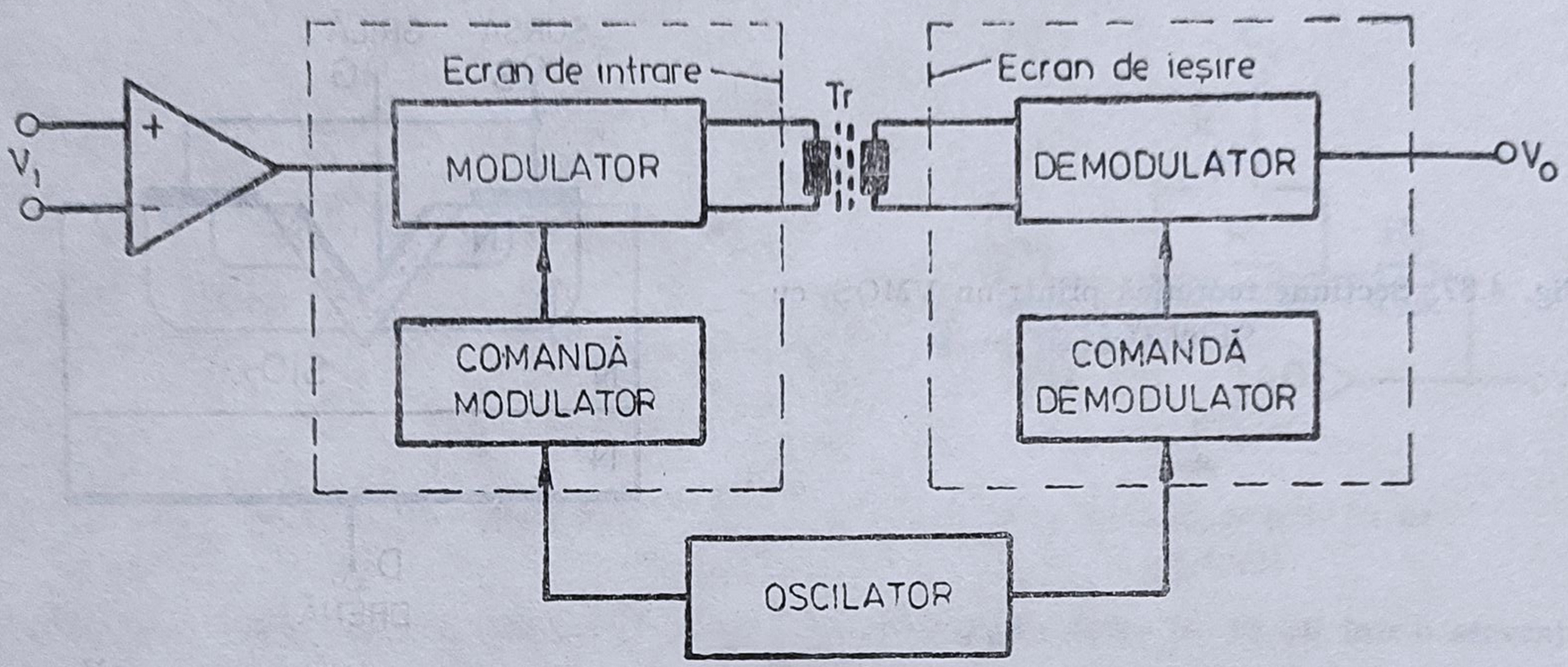


Fig. 4.39. Schema bloc a unui amplificator izolator cu modulare-demodulare prin choppare.

O astfel de structură încearcă că evite problema derivei amplificatoarelor cu cuplaj direct, prin transpunerea amplificarii semnalelor continue la o frecvenţă la care zgomotul tranzistoarelor este mai puţin supărător decît perturbaţia produsă asupra semnalelor continue (prin alegerea corectă a frecvenţei purtătoare). Avantajele specifice TEC ca element de comutaţie analogică permite realizarea unor modulatoare-demodulatoare prin choppare de performanţă datorită derivei reduse (0,1—1 μV) şi stabilităţii în timp sau la variaţii reduse ale temperaturii. În fig. 4.40 se prezintă o schemă

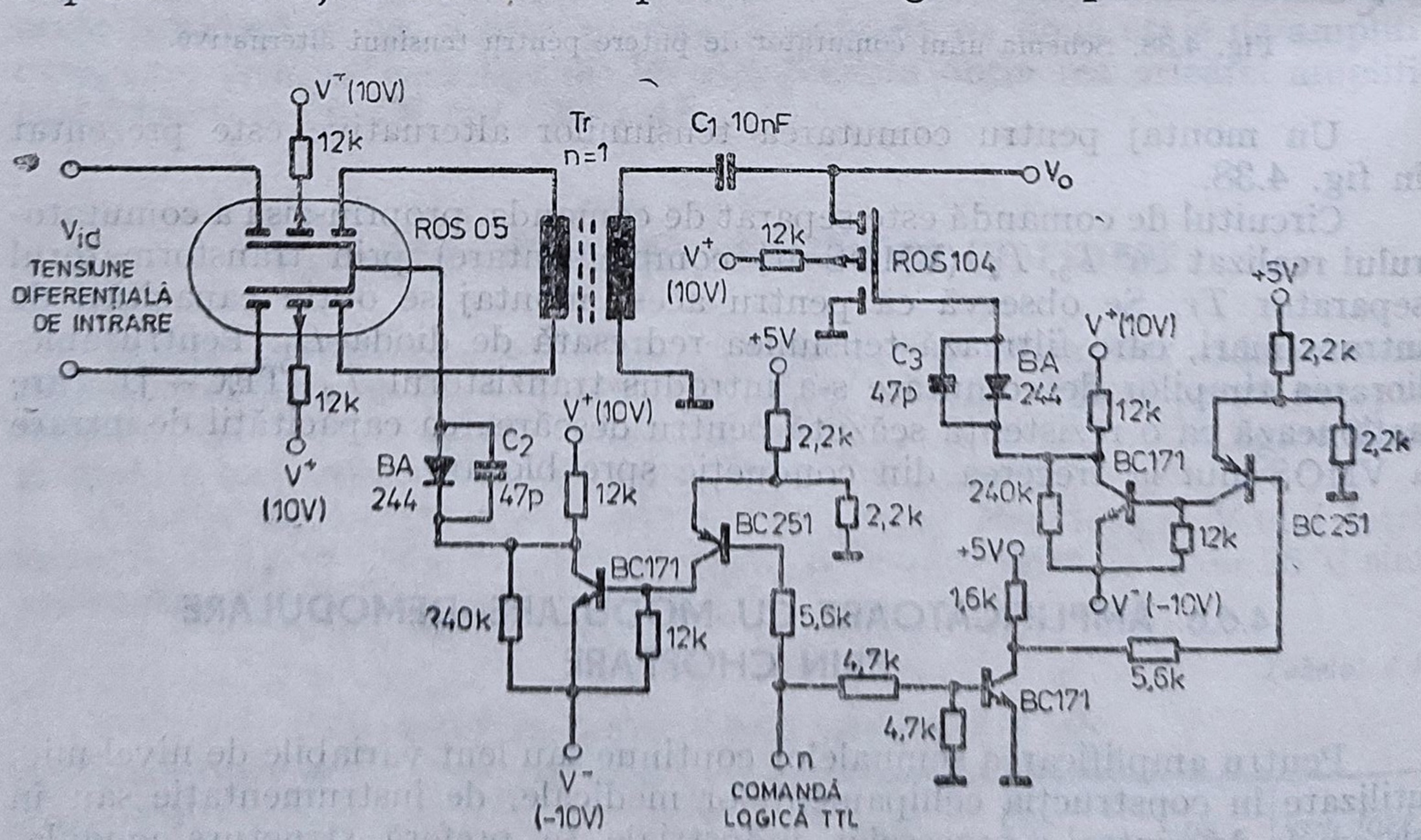


Fig. 4.40. Schema electrică a unui modulator-demodulator prin choppare pentru amplificarea semnalelor biologice.

de modulator-demodulator prin choppare utilizat într-un sistem de achiziții de semnale biologice.

Modularea se realizează cu TEC—MOS-ul dublu ROS 05, iar demodularea cu TEC—MOS-ul ROS 104. Celelalte componente ale schemei asigură comanda în antifază a modulatorului și demodulatorului, respectiv translatarea nivelurilor de tensiune solicitate de comandă.

De remarcat că valoarea minimă a tensiunilor sau curenților care se pot amplifica cu acest sistem este limitată de tensiunile și curenții reziduali echivalenți la intrarea modulatorului. Se impune deci, la realizarea modulatorului, utilizarea de tranzistoare care să aibă deriva în timp sau cu temperatura cu cel puțin două ordine de mărime mai mici decît semnalul minim acceptat la intrare.

4.7. CONCLUZII

În aplicații concrete, alegerea unui comutator analogic este în funcție de natura aplicației și de performanțele impuse prin proiectare. Comutatorul realizat cu TEC—J prezintă o rezistență în conducție r_{ON} scăzută, independentă de nivelul semnalului analogic aplicat la intrare.

Comutarea este rapidă și asigură o bună izolare între semnalul de comandă și semnalul analogic de comutat. Schemele de comutare cu TEC—J se integrează monolitic greoi și din acest motiv se preferă realizarea de module funcționale sau ca circuite integrate hibride.

Comutatorul realizat cu TEC—MOS prezintă o rezistență r_{ON} mai ridicată și variabilă cu nivelul semnalului analogic de comutat. Este însă ieftin și ușor de integrat.

Comutatorul cu C—MOS are o rezistență r_{ON} apropiată de valoarea prezentată de comutatorul cu TEC—MOS, dar constantă. Este singurul tip de comutator care poate comuta tensiuni analogice egale cu tensiunea de alimentare. Consumul de putere de la sursele de alimentare este redus și se pretează bine la integrarea monolitică sau hibridă.

Comutatorul cu VMOS (DMOS, TMOS) este capabil să comute semnale analogice de tensiuni și curenți mari. Este ades integrat împreună cu schema de comandă ca circuit integrat hibrid.

Alegerea în aplicații a montajului integrat sau discret este legată în mod organic de tipul tranzistorului disponibil, de natura aplicației, dar și de următoarele două rațiuni:

— circuitul integrat este fiabil, de dimensiuni reduse și ieftin mai ales pentru montaje electronice complexe,

— circuitul cu componente discrete prezintă însă o mare suplețe față de optimizare și este indicat a se utiliza în aplicații speciale de precizie sau viteză.

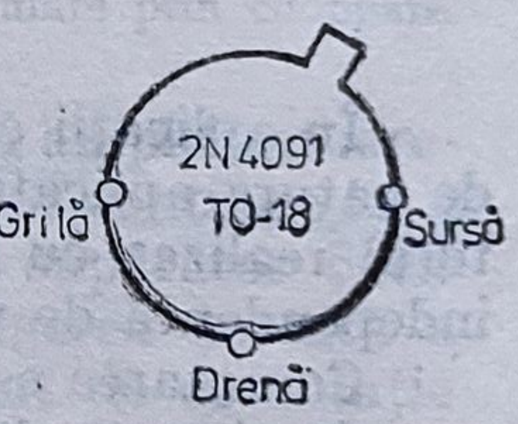
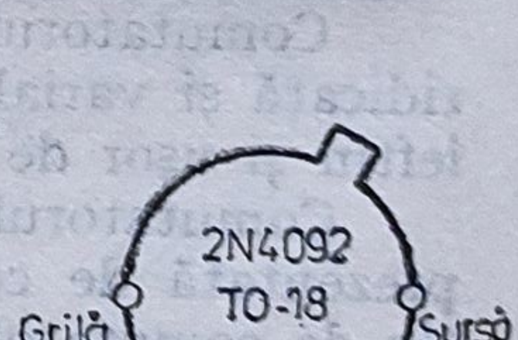
Trebuie remarcat că, în toate cazurile, prețul de cost poate constitui factorul determinant în alegerea variantei optime de comutator analogic acceptată pentru o aplicație dată.

ANEXA 4

A.4.1. **Caracteristicile** unor tranzistoare cu efect de cîmp utilizate în comutația analogică [14]

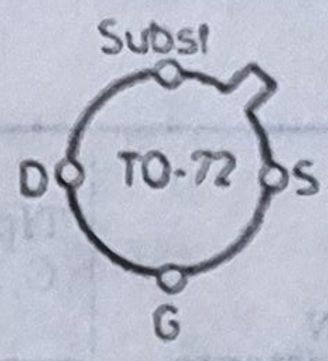
Tabelul A.4.1

Caracteristicile electrice ale unor TEC—J cu canal *n*

Tip	Caracteristici la:	V_{DS} (V)	V_{GS} (V)	Caracteristici la:	I_D (mA)	V_{DS} (V)	Valori limită	Capsula
2N 4091	$I_{DSS}>30$mA	20	0	$-V_{(P)GS}<10$ V	1nA	20	$I_D=10$ mA	
					I_D	V_{GS}	$\pm V_{DS}=40$ V	
	$I_{DSX}<$	20	−20	$V_{DSon}<0,2$ V	6,6	0	$V_{DGO}=40$ V	
	$<0,2$ nA							
	$C_{gs}<5$pF	20	0	$r_{dson}<30\ \Omega$	0	0	$-V_{GSO}=40$ V	
				$t_d<15$ ns	6,6	0	$P_d=1,8$ W	
				$t_r<10$ ns	6,6	0	$T_j=200°C$	
				$t_{off}<40$ ns	6,6	0	$R_{thj-c}=0,1°C/mW$	
2N 4092	$I_{DSS}>$ <15 mA	20	0	$-V_{(P)GS}7$ V	1nA	20	$I_D=10$ mA	
					I_D	V_{GS}	$\pm V_{DS}=40$ V	
	$I_{DS}<$	20	−8	$V_{DSon}<0,2$ V	4	0	$V_{DGO}=40$ V	
	$<0,2$ nA							
	$C_{gs}<5$pF	20	0	$r_{dson}<50\ \Omega$	0	0	$-V_{GSO}=40$ V	
				$t_d<15$ ns	4	0	$P_d=1,8$ W	
				$t_r<20$ ns	4	0	$T_j=200°C$	
				$t_{off}<60$ ns	4	0	$R_{thj-c}=0,1°C/mW$	
2N 4093	$I_{DSS}>$ <8 mA	20	0	$-V_{(P)GS}<5$ V	1nA	20	$I_D=10$ mA	
					I_D	V_{GS}	$\pm V_{DS}=40$ V	
	$I_{DSX}<$	20	−6	$V_{DSon}<0,2$ V	2,5	0	$V_{DGO}=40$ V	
	$<0,2$ nA							
	$C_{gs}<5$ pF	20	0	$r_{dson}<80\ \Omega$	0	0	$-V_{GSO}=40$ V	
				$t_d<20$ ns	2,5	0	$P_d=1,8$ W	
				$t_r<40$ ns	2,5	0	$T_j=200°C$	
				$t_{off}<80$ ns	2,5	0	$R_{thj-c}=0,1°C/mW$	

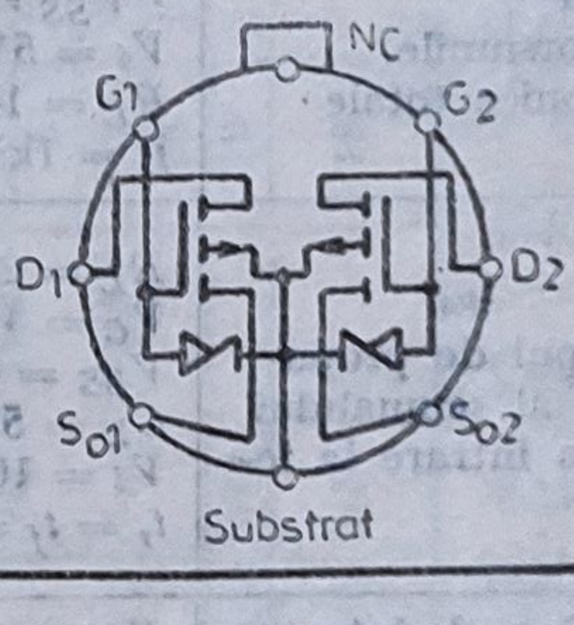
Tabelul A.4.2

Caracteristicile electrice ale unor TEC—MOS cu canal *p* indus

Tip	P_d (mW)	V_{DSS} (V) min	$V_{(P)GS}$ (V) min	$V_{(P)GS}$ (V) max	I_{DSS} (mA) max	g_m (mA/V) min	r_{DSon} (Ω) max	Capsulă
ROS 01	200	−30	−3	−6	0,01	5	330	
ROS 104	200	−25		−5	0,01	1	350	

Tabelul A.4.3

Caracteristicile electrice ale unor TEC—MOS duble

Tip	P_d (mW)	V_{DSS} (V) min	$V_{(P)GS}$ (V) min	$V_{(P)GS}$ (V) max	I_{DSS} (mA) min	I_{DSS} (mA) max	CMMR	r_{DSon} (Ω) max	CAPSULA
ROS 05	200	−30	−3	−6	1	10	50	50	
ROS 05A	200	−30	−3	−6	1	10	60	10	
ROS 05B	200	−30	−3	−6	1	10	60	50	
ROS 05C	200	−30	−3	−6	1	10	50	75	
ROS 05D	200	−30	−3	−6	1	10	40	75	

Tabelul A.4.4

Caracteristicile electrice ale unor TEC—VMOS cu canal *n*

Tip	V_{DSS} (V)	$V_{(P)GS}$ (V) min	$V_{(P)GS}$ (V) max	I_{DSon} (A) min	r_{DSon} (Ω) max	Y_{21s} (mA/V)	t_{off} (ns) $I_D = 2A$	G_{um} (dB)
RVM 35A1	35	1	2,5	1,5	2,5	250	15	10
RVM 35A2	35	2	5	2	2,5	250	15	10
RVM 60A1	60	1	2,5	1,5	3,5	250	15	10
RVM 60A2	60	2	5	2	3,5	250	15	10

Tabelul A.4.5

Caracteristicile electrice principale ale comutatorului bilateral MMC 4066

PARAMETRU		CONDIȚII DE TEST	V_i (V)	V_{DD} (V)	VALORI T^*_{LOW} min	T^*_{LOW} max	25°C min	25°C tip	25°C max	T^*_{HIGH} min	T^*_{HIGH} max	Unități
R_{ON} Rezistența în conducție	Tipul G,H	$V_i = V_{DD}$ $R_L = 10k$		5		800		470	1050		1300	Ω
				10		310		180	400		550	
				15		200		125	240		320	
	Tipul E,F	$V_i = V_{ss}$ la V_D		5		850		470	1050		1200	
				10		330		180	400		500	
				15		210		125	240		300	
ΔR_{ON} între oricare două canale		$R_L = 10k\Omega$ $V_c = V_{DD}$		5				15				Ω
				10				10				
				15				5				
TDH Distorsiunile armonice totale		$V_c = V_{DD} = 5V$ · · $V_{SS} = -5V$ $V_i = 5V_{vv}$, $R_L = 10k\Omega$ $f_i = 1kHz$						0,4				%
t_{pd} Timpul de propagare al semnalului de la intrare la ieșire		$R_L = 200\ k\Omega$ $V_C = V_{DD}$, $V_{SS} = GND$ $C_L = 50pf$, $V_i = 10V$ $t_r = t_f = 20ns$		5				20	40			ns
				10				10	20			
				15				7	15			
C_i. Cap. de intrare		$V_{DD} = +5V$						8				pF
Co Cap. de ieșire		$V_C = V_{SS} = -5V$						8				
Curentul de scurgere între intrare/ieșire cu comutatorul blocat	Tipul G,H	$V_C = 0V$ $V_i = 18V$, $V_o = 0V$ $V_i = 0V$, $V_o = 18V$		18		±0,1		$\pm 10^{-3}$ ±0,1			±1	μA
	Tipul E,F	$V_C = 0V$ $V_i = 15V$; $V_o = 0V$ $V_i = 0V$; $V_o = 15V$		15		±0,3		$\pm 10^{-3}$ ±0,3			±1	

* $T^*_{LOW} = -55°C$ pentru dispozitivele G, H și $-40°C$ pentru dispozitivele E, F.

* $T^*_{HIGH} = +125°C$ pentru dispozitivele G, H și $+85°C$ pentru dispozitivele E, F.

Tabelul A.4.6.

Caracteristicile electrice principale ale multiplexoarelor/demultiplexoarelor analogice MMC 4067 și MMC 4097

PARAMETRUL	CONDIȚII DE TEST	V_{is} (V)	V_{EE} (V)	V_{SS} (V)	V_{DD} (V)	VALORI T_{LOW}* min	T_{LOW}* max	25 °C min	25 °C tip	T_{HIGI}* max	T_{HIGI}* min	T_{HIGI}* max	UNITĂȚI
R_{ON} REZISTENȚA ÎN CONDUCȚIE	Tipul G,H	$0 \leqslant V_i \leqslant V_{DD}$	0	0	5		800		470	1050		1300	Ω
			0	0	10		310		180	400		580	
			0	0	15		200		125	240		320	
	Tipul E,F	$0 < V_i < V_{DD}$	0	0	5		850		470	1050		1200	
			0	0	10		330		180	400		520	
			0	0	15		210		125	24		300	
ΔR_{ON} între oricare două canale			5		5				10				Ω
			0	0	10				10				
					15				5				
CAPACITATEA	INTRARE			−5	5				5				pF
	IEȘIRE LA MMC 4067								55				
	IEȘIRE LA MMC 4097								35				
V_{CL} TENSIUNE DE COMANDĂ PE NIVEL COBORÎT		$= V_{DD}$	$V_{EE} = V_{SS}$		5		1,5			1,5		1,5	V
			$R_L = 1k\Omega$		10		3			3		3	
					15		4			4		4	
V_{CH} TENSIUNEA DE COMANDĂ PE NIVEL RIDICAT			$I_{1S} < 2\ \mu A$		5	3,5		3,5			3,5		
					10	7		7			7		
					15	11		11			11		
I_{1H}, I_{1L} CURENTUL DE SCURGERE LA INTRARE	Tipul G,H	$V_i = 0/18$			18		±0,1		$\pm 10^{-3}$	±0,1		±1	μA
	Tipul E,F	$V_i = 0/15$			15		±0,3		$\pm 10^{-3}$	±0,3		±1	

*T_{LOW} −55 °C pentru dispozitivele G, H, și −40 °C pentru dispozitivele E, F.
*T_{HIGH} +125 °C pentru dispozitivele G, H, și +85 °C pentru dispozitivele E, F.

A.4.2. **Caracteristicile** comutatorului bilateral MMC 4066 [14]

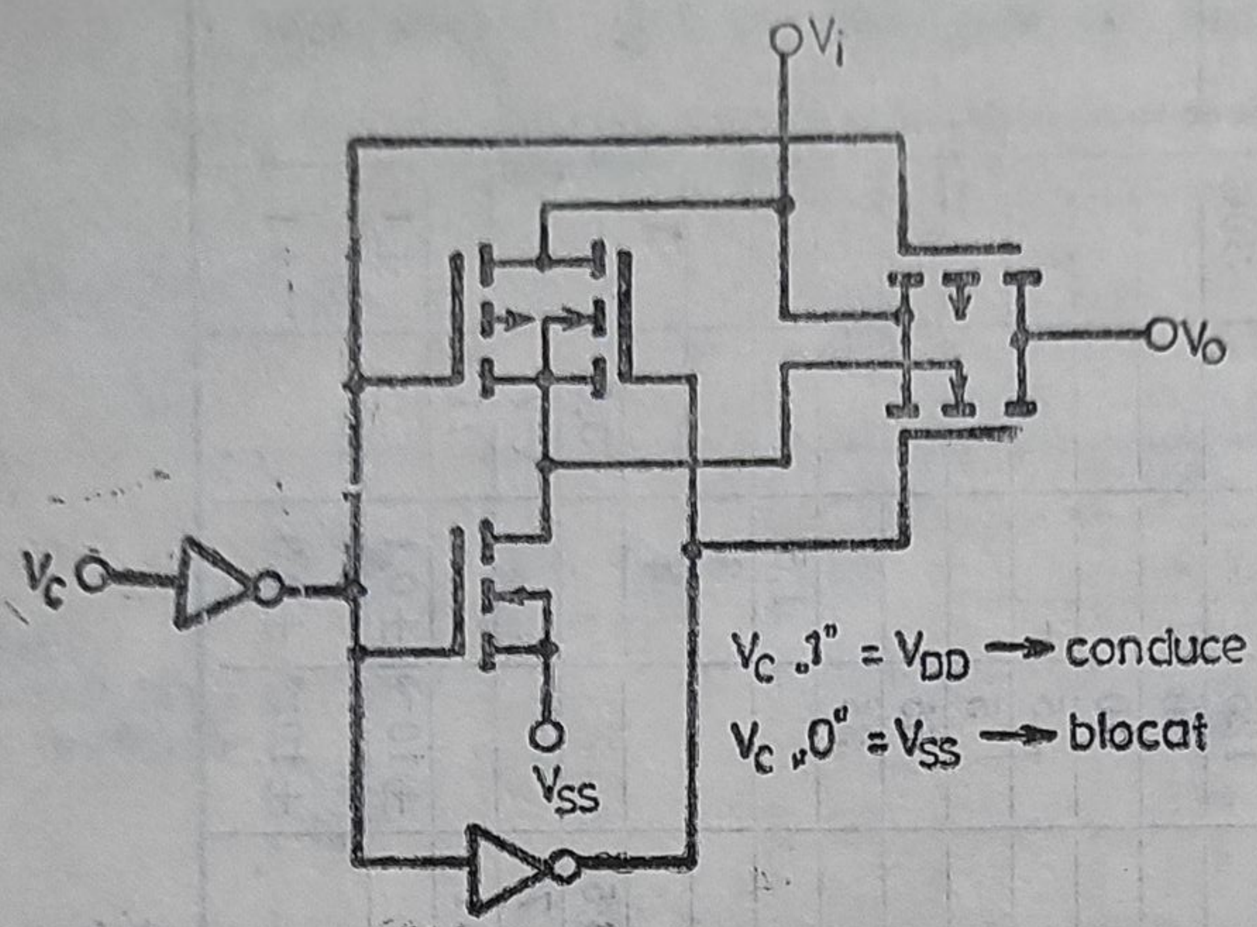


Fig. A.4.1. Schema electrică a unuia din cele 4 comutatoare identice din componența circuitului MMC 4066.

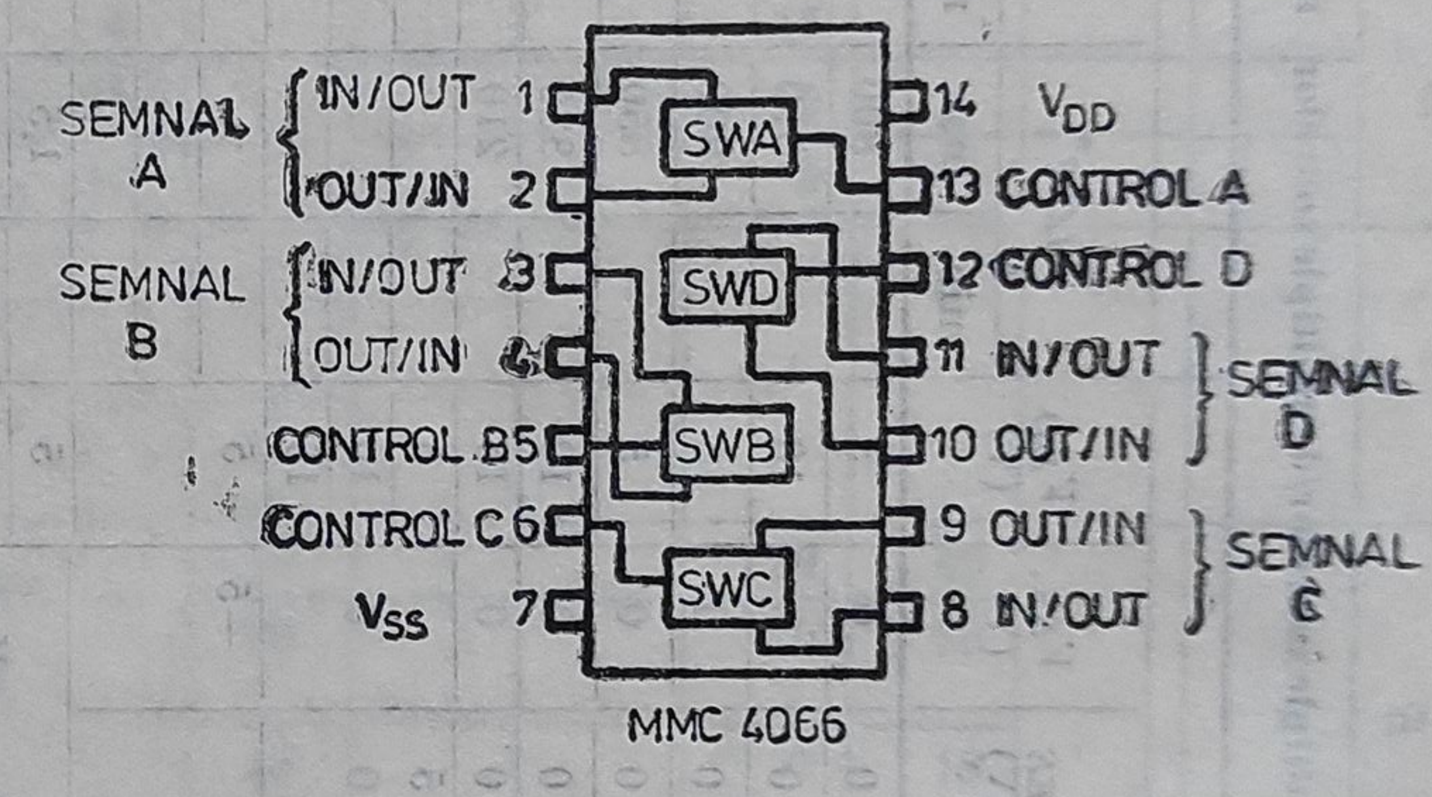


Fig. A.4.2. Schema conexiunilor la capsulă a comutatorului bilateral MMC 4066.

A.4.3. **Caracteristicile** multiplexoarelor analogice MMC 4067, MMC 4097.

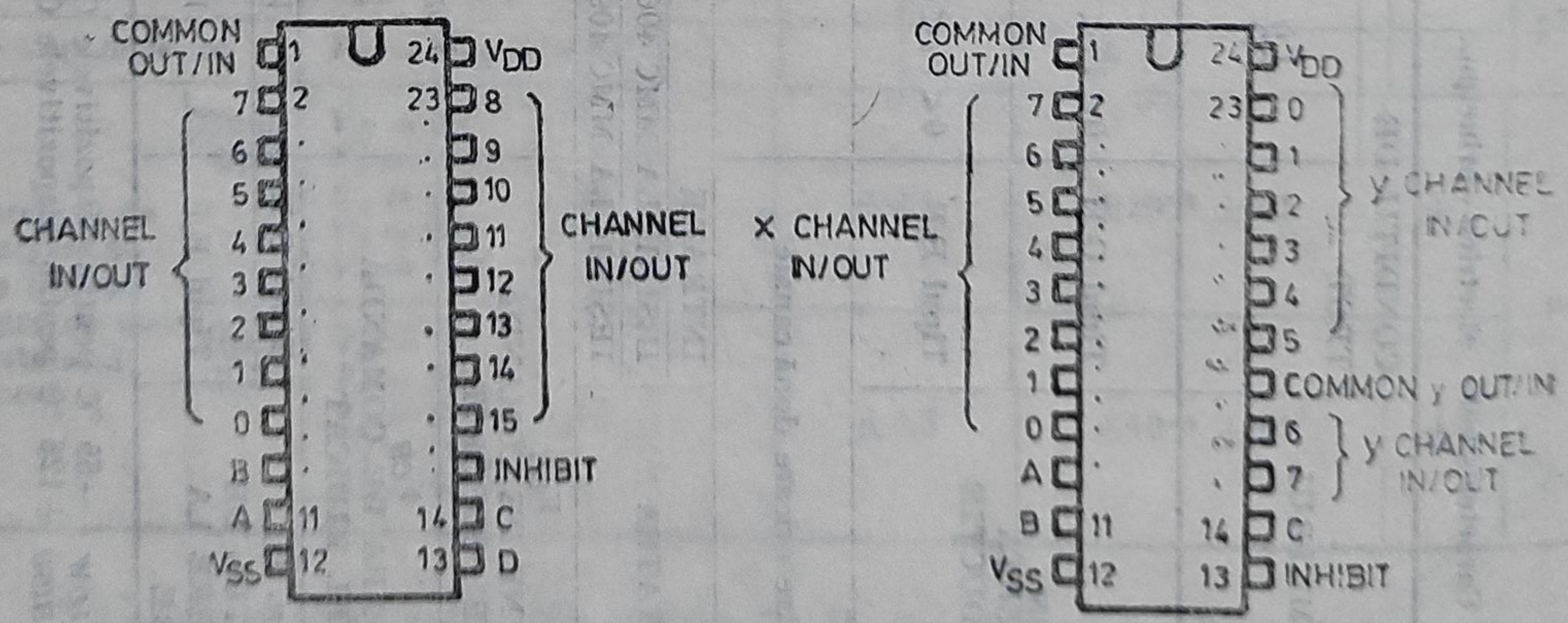


Fig. A.4.3. Schema conexiunilor la capsulă a multiplexoarelor MMC 4067, MMC 4097.

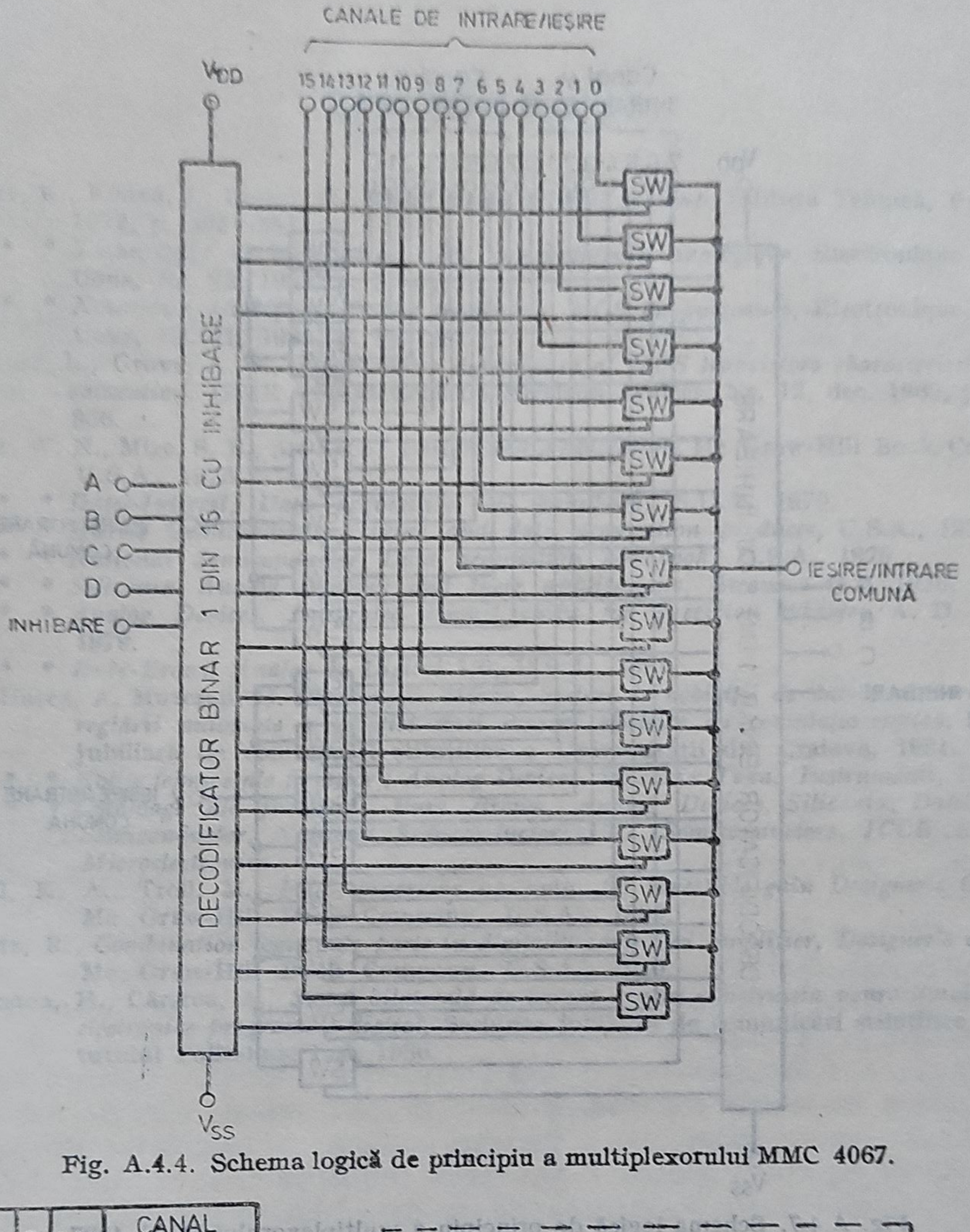


Fig. A.4.4. Schema logică de principiu a multiplexorului MMC 4067.

A	B	C	D	INH	CANAL SELECTAT
x	x	x	x	1	BLOCAT
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	2
1	1	0	0	0	3
0	0	1	0	0	4
1	0	1	0	0	5
0	1	1	0	0	6
1	1	1	0	0	7
0	0	0	1	0	8
1	0	0	1	0	9
0	1	0	1	0	10
1	1	0	1	0	11
0	0	1	1	0	12
1	0	1	1	0	13
0	1	1	1	0	14
1	1	1	1	0	15

Fig. A.4.5. Tabela de adevăr pentru MMC 4067.

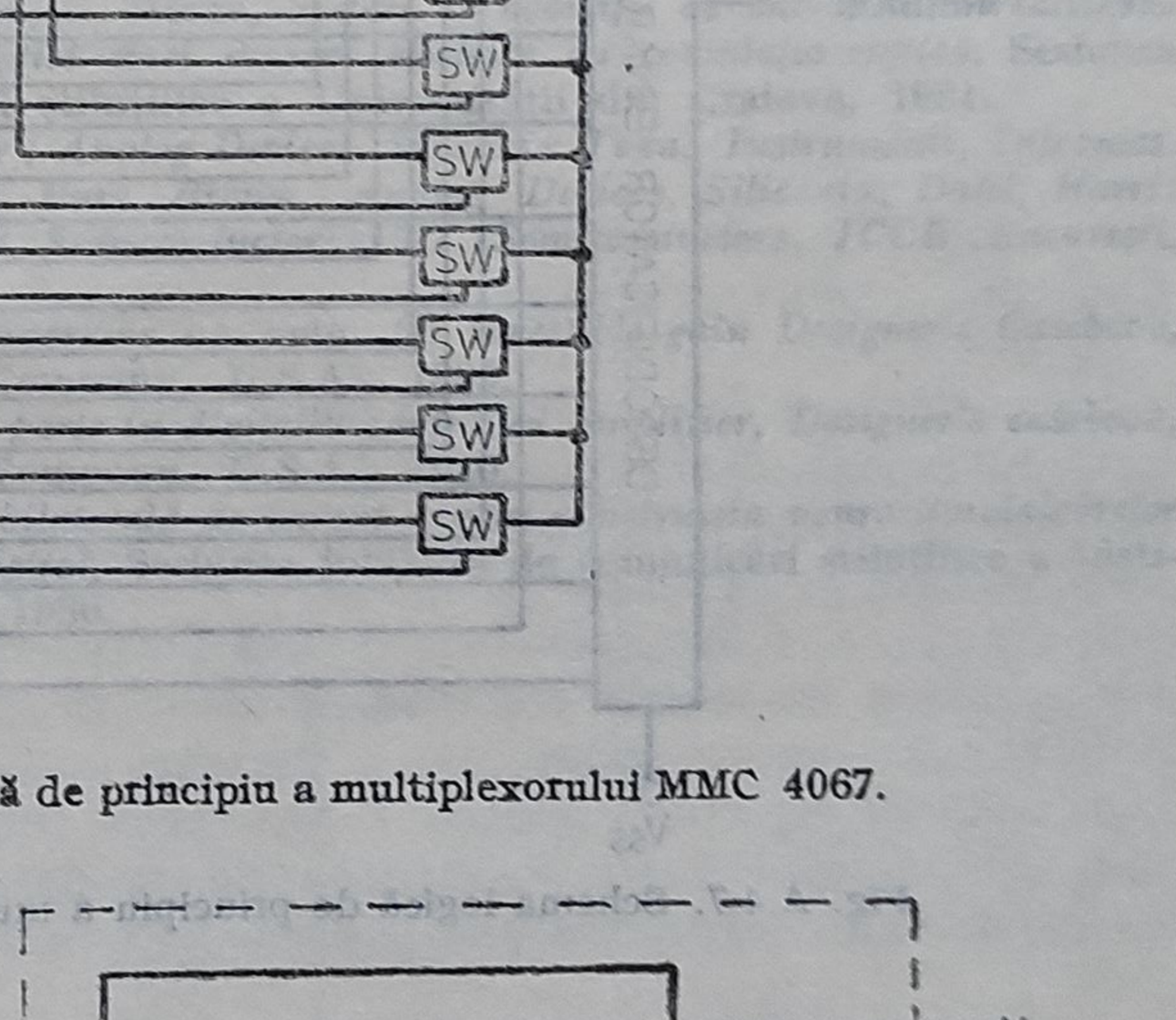


Fig. A.4.6. Schema electrică a unuia din cele 16 comutatoare identice din componența multiplexorului MMC 4067.

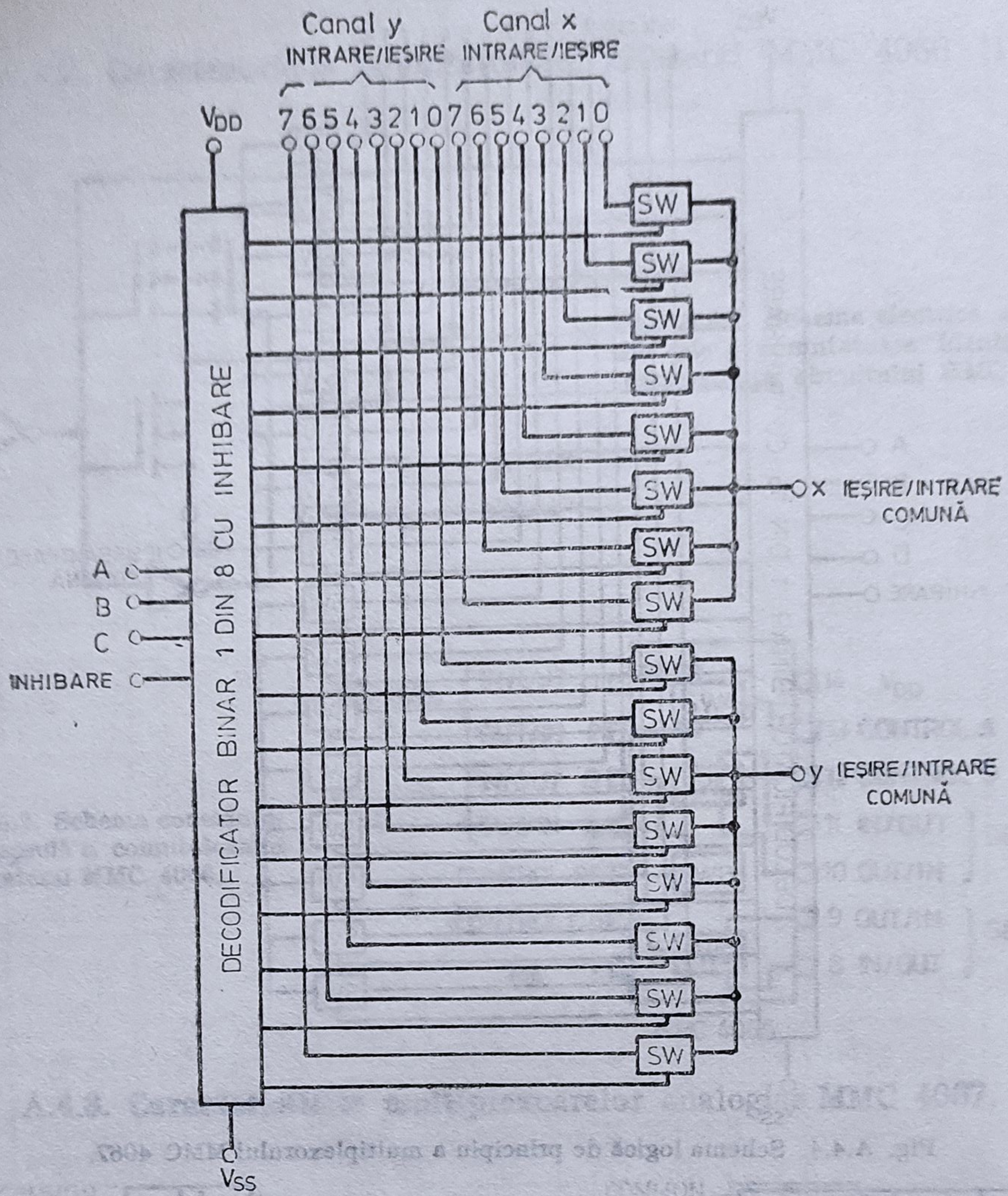


Fig. A.4.7. Schema logică de principiu a multiplexorului MMC 4097.

A	B	C	INH	CANAL SELECTAT	
x	x	x	1	BLOCAT	
0	0	0	0	0x	0y
1	0	0	0	1x	1y
0	1	0	0	2x	2y
1	1	0	0	3x	3y
0	0	1	0	4x	4y
1	0	1	0	5x	5y
0	1	1	0	6x	6y
1	1	1	0	7x	7y

Fig. A.4.8. Tabela de adevăr pentru MMC 4097.

Fig. A.4.9. Schema electrică a unuia din cele 16 comutatoare din componența multiplexorului MMC 4097.

BIBLIOGRAFIE

1. Stere, R., Ristea, I., Bodea, M., *Tranzistoare cu efect de cîmp*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1972, p. 305—351.
2. * * * *Technologie et applications des commutateurs analogique*, Electronique applications, Nr. 22, 1982, p. 31—45.
3. * * * *Nouveaux développments des transistors MOS de puissance*, Electronique applications, Nr. 21, 1982, p. 77—85.
4. Vadasz, L., Grove, A. S., *Temperature dependence of MOS transistors characteristics below saturation*. IEEE Transactions on Electron devices, Nr. 12, dec. 1966, p. 863—866.
5. Carr, W. N., Mize, S. B., *MOS/LSI Design and Application*, Mc Graw-Hill Book Company, U.S.A., 1973.
6. * * * *Datel-Intersil, Data acquisition IC handbook*, S.U.A., 1979.
7. * * * *Harris Semiconductor, liniar and data acquisition products*, U.S.A., 1977.
8. * * * *National Semiconductor Data acquisition handbook*, U.S.A., 1979.
9. * * * *Siliconix Analog switches and their applications*, Swansea G.B. 1976.
10. * * * *Analog Devices, Integrated circuit chips for precision hybrides*, A. D. Genève, 1979.
11. * * * *Burr-Brown Analog & Digital* 1/0, U.S.A., 1981.
12. V. Harea, A. Mureşan, H. Cârstea, E. Mârza, *Sistem de achiziţii de date pentru realizarea reglării automate a turaţiei unei maşini electrice cu comutaţie statică*, Sesiunea jubiliară de comunicări ştiinţifice a Universităţii din Craiova, 1981.
13. * * * *Notiţe tehnice ale firmelor : Analog Devices, Siliconix Texas Instruments, Intronics.*
14. * * * *Cataloage ale firmelor : Burr Brown, Analog Devices, Siliconix, Datel, Harris Semiconductor, National Semiconductor, ITT Semiconductors, ICCE Bucureşti, Microelectronica.*
15. Dill, K. A., Troll, M., *FET programs op amp. for investible gain Designer's Casebook*, Mc Graw-Hill Book Company, U.S.A., 1980.
16. Metz, R., *Combination logic cuts parts in digitally controlled amplifier, Designer's casebook*, Mc Graw-Hill Book Company, U.S.A., 1980.
17. Cârstea, H., Cârstea, A., *Sursă bilaterală de curent pentru construcţia neurostimulatoarelor electronice programate digital*, Sesiunea jubiliară de comunicări ştiinţifice a Institutului Politehnic Iaşi, 1986.

Capitolul 5

CONVERTOARE DE DATE HIBRIDE (CDH)

5.1. INTRODUCERE

Convertoarele numeric-analogice (CNA) şi analog-numerice (CAN) sînt numite convertoare de date (CD) şi realizarea lor a deschis noi perspective dezvoltării calculului numeric. Convertoarele de date sînt interfeţe între parametrii fizici ai lumii reale, care sînt mărimi analogice, şi sistemul numeric de calcul al proceselor de conducere. Aria de aplicabilitate a convertoarelor de date se întinde de la realizarea aparatelor de măsurare la sistemele complexe inerţiale de ghidare şi control a sateliţilor lansaţi pe orbite sau a navetelor spaţiale [4]. Alte aplicaţii tipice includ eficienţa ridicată a sistemelor de emisie electronică utilizate ca sursă de energie neconvenţională, sisteme de distribuire a energiei conduse de calculator sau sisteme automate de reglare şi control a proceselor industriale. În contextul dezvoltării tenologice actuale, convertoarele de date hibride (CDH) sînt capabile să asigure un compromis bun precizie-viteză la costuri de producţie minime.

5.1.1. SCHEMA DE PRINCIPIU A CDH

Există numeroase scheme de principiu pentru realizarea CNA, dar majoritatea conţin ca elemente de bază comutatoare electronice şi reţele rezistive de conversie.

Fig. 5.1 prezintă schema bloc de principiu după care se realizează CNA hibride. Inima convertorului o constituie reţeaua rezistivă, care realizează propriu-zis conversia numeric-analogică. Această reţea poate fi o scară de precizie ponderată, dar majoritatea convertoarelor actuale utilizează reţele rezistive $R-2R$ comandate în tensiune sau curent. Alegerea comutatoarelor electronice este dictată de tipul reţelei utilizate şi pot fi : uni-

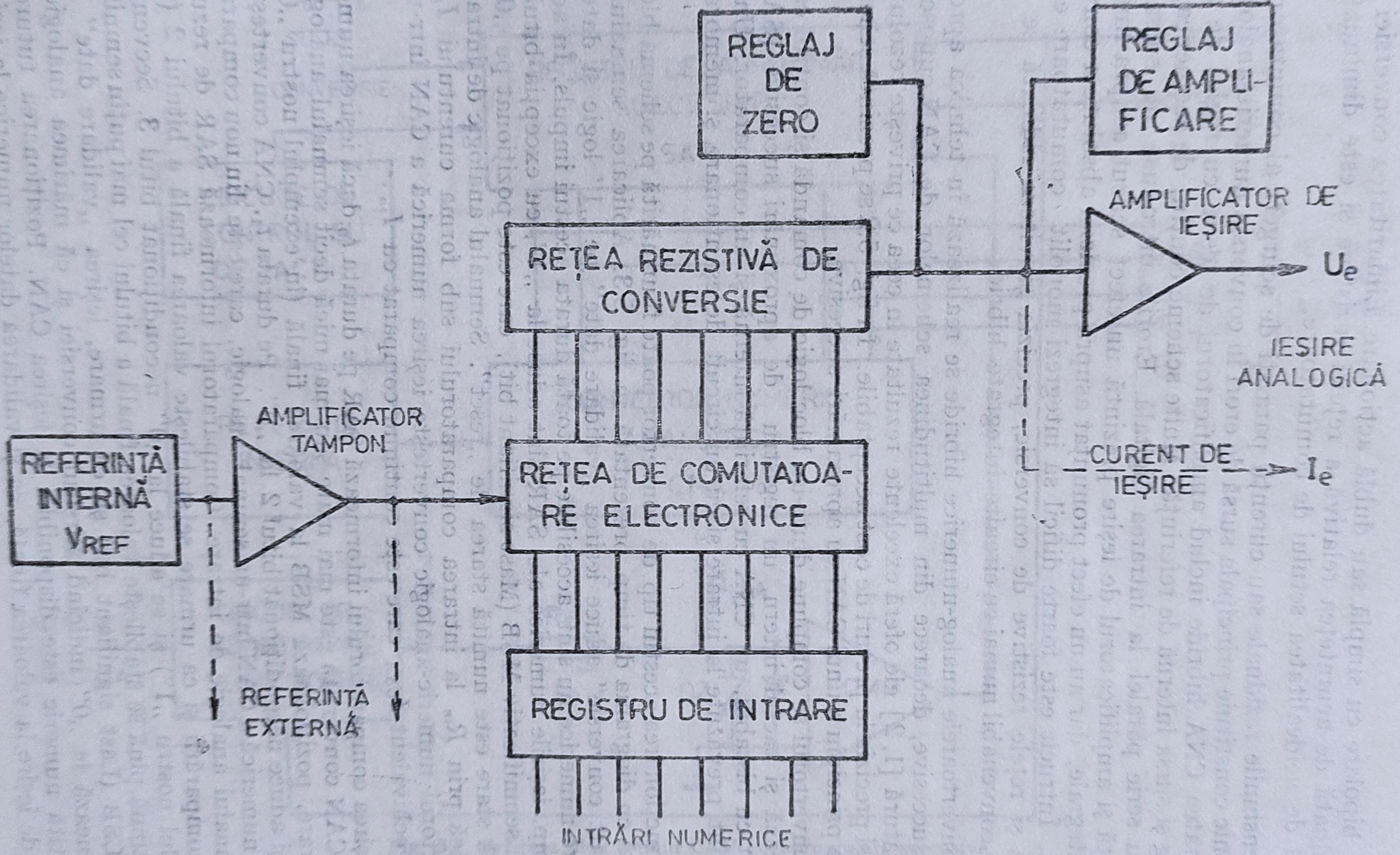


Fig. 5.1. Schema bloc de principiu a unui CNA hibrid.

polare, bipolare cu simplă sau dublă acţionare. Liniaritatea conversiei este determinată de acurateţea relativă a reţelei rezistive şi este diminuată în general de neidealitatea setului de comutatoare.

Tensiunile reziduale sau curenţii paraziţi de scurgeri ai comutatorului electronic constituie principala sursă de erori în conversia numeric-analogică. Majoritatea CNA hibride includ amplificatorul de ieşire cu reglaj de zero şi cîştig şi sursa internă de referinţă. Multe scheme conţin, de asemenea, un registru serie paralel la intrarea digitală. Erorile introduse de sursa de referinţă şi amplificatorul de ieşire prezintă un efect scăzut asupra liniarităţii integrale, dar au un efect pronunţat asupra preciziei absolute a convertorului. Întrucît este foarte dificil să integrezi monolit comutatoare electronice şi reţele rezistive de conversie, precizia şi viteza ridicată se pot obţine convenabil numai cu circuite integrate hibrid.

Convertoarele analog-numerice hibride se realizează în tehnica aproximării succesive, deoarece din multitudinea schemelor de CAN cunoscute în literatură [1, 2] ele oferă excelente rezultate în ceea ce priveşte rezoluţia, viteza şi precizia la preţuri de cost acceptabile. În fig. 5.2 se prezintă schema bloc de principiu a unui CAN cu aproximări succesive.

Convertorul se compune dintr-un bloc logic de comandă şi control care furnizează şi tactul intern, un registru de aproximări succesive (SAR) realizat cu bistabili, un CNA cu referinţă internă şi un comparator. Unele CAN sînt prevăzute la intrare şi cu un circuit de eşantionare şi memorare (EM).

Funcţionarea acestui tip de convertor poate fi urmărită pe schema bloc, corelată cu diagrama de timp prezentată în fig. 5.3. Aplicarea semnalului de „start conversie" aduce ieşirea „validare date" pe „1" logic şi datele de ieşire numerice nu sînt accesibile pe toată durata acestui impuls. În acelaşi timp, ieşirile numerice ale SAR sînt aduse la „1", cu excepţia bitului cel mai semnificativ MSB (Mast signifiant bit), care este poziţionat pe „0". Această stare este numită starea de „reset". Semnalul analogic de intrare se aplică prin R_{in} la intrarea comparatorului sub forma curentului I_{in}. Convertorul numeric-analogic converteşte ieşirea numerică a CAN într-un curent echivalent I_{CNA} care este continuu comparat cu I_{in}.

Ieşirea comparatorului informează SAR pe durata t_0 dacă ieşirea numerică a CAN convertită este mai mare sau mai mică decît semnalul analogic de intrare, poziţionează MSB la valoarea finală (în exemplul nostru „0" logic) şi aduce necondiţionat bitul 2 la „0". Pe durata t_1, CNA converteşte ieşirea numerică a CAN într-un semnal analogic, care este din nou comparat cu semnalul analogic de intrare. Comparatorul informează SAR de rezultatul comparării şi ca urmare se stabileşte valoarea finală a bitului 2 (în exemplul nostru „1") şi se aduce la „0" necondiţionat bitul 3. Secvenţa se continuă pînă se stabileşte valoarea finală a bitului cel mai puţin semnificativ LSB (Last signifiant bit) şi, ca urmare, ieşirea „validare date" se poziţionează la „0" indicînd sfîrşitul conversiei şi că mărimea analogică convertită numeric este disponibilă la ieşirea CAN. Poziţionarea tuturor biţilor de ieşire la valoarea finală, ca şi validarea datelor numerice la ieşire

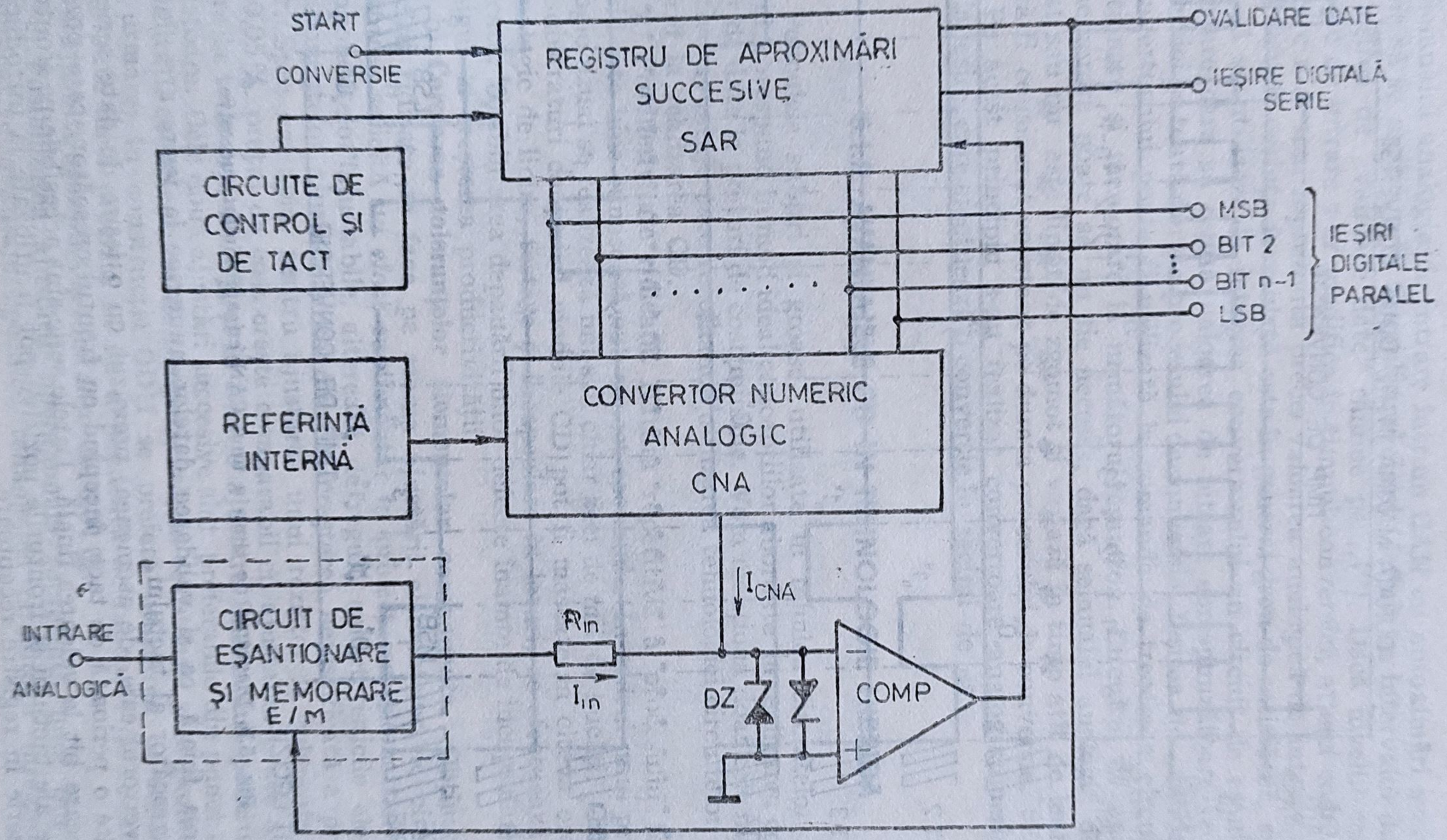


Fig. 5.2. Schema bloc a unui CAN cu aproximări succesive.

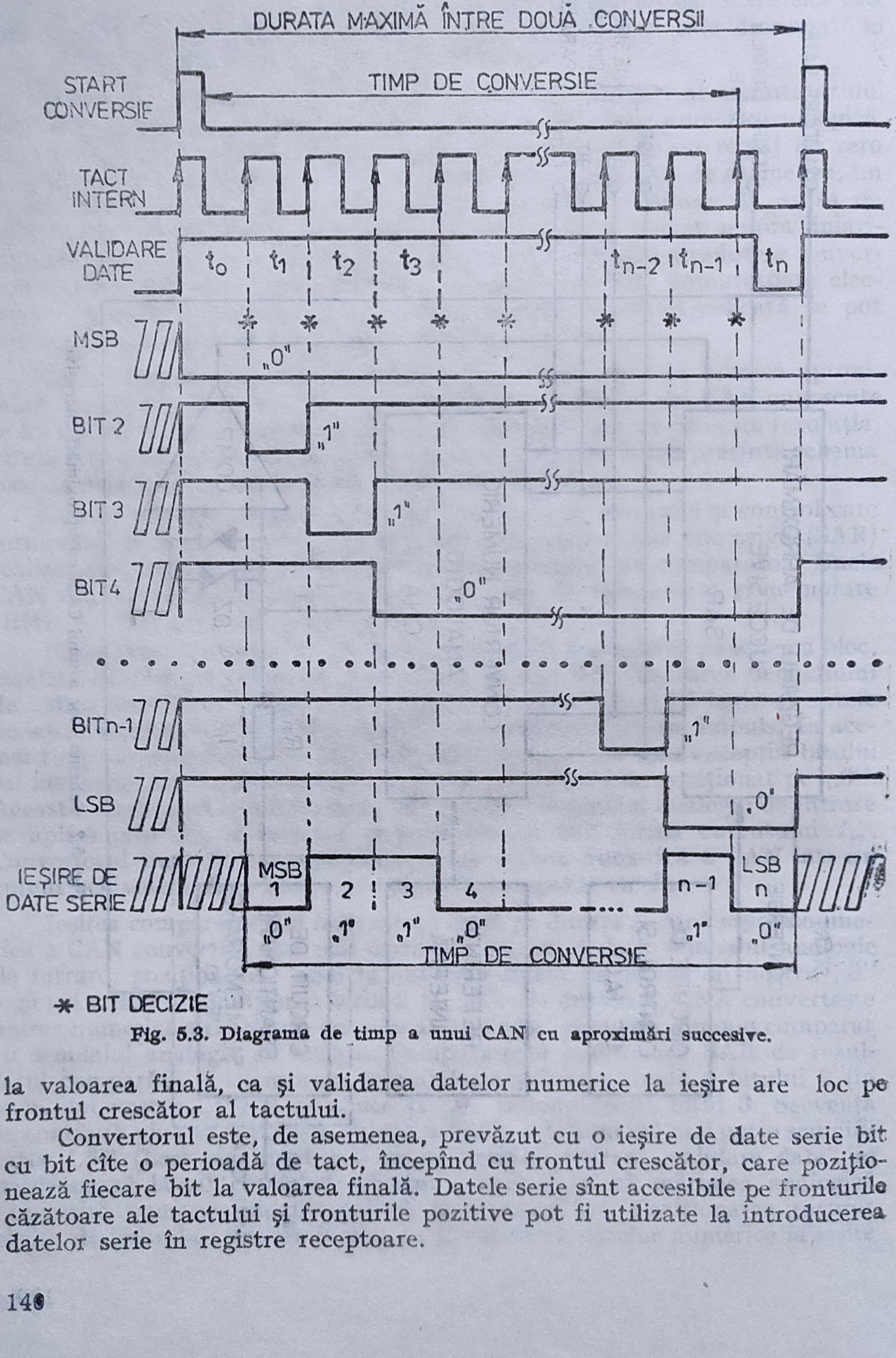


Fig. 5.3. Diagrama de timp a unui CAN cu aproximări succesive.

la valoarea finală, ca şi validarea datelor numerice la ieşire are loc pe frontul crescător al tactului.

Convertorul este, de asemenea, prevăzut cu o ieşire de date serie bit cu bit cîte o perioadă de tact, începînd cu frontul crescător, care poziţionează fiecare bit la valoarea finală. Datele serie sînt accesibile pe fronturile căzătoare ale tactului şi fronturile pozitive pot fi utilizate la introducerea datelor serie în registre receptoare.

Semnalul analogic de intrare într-un CAN cu aproximări succesive nu trebuie să se modifice în timpul conversiei (definit ca intervalul de timp în care ieşirea de „validare date“ rămîne pe „1”). Dacă nivelul semnalului analogic de intrare s-ar modifica în timpul conversiei, atunci codul numeric de ieşire n-ar mai reprezenta precis valoarea analogică de intrare.

Întrucît cerinţa formulată este în general greu de satisfăcut, se obişnuieşte să se utilizeze la intrarea convertorului un circuit de eşantionare şi memorare care să reţină valoarea de intrare corespunzătoare începutului conversiei pe toată durata procesului de conversie. Ieşirea de „validare date” a convertorului poate fi utilizată la comanda de trecere a circuitului de eşantionare şi memorare la următorul eşantion. Circuitul de eşantionare şi memorare poate să nu fie necesar, dacă semnalul analogic de intrare filtrat sau nu este lipsit de zgomot şi variază în timp atît de lent încît să poată fi considerat constant pe durata procesului de conversie.

Pe acest principiu s-au realizat convertoare analog-numerice pe 16 biţi la ieşire, care efectuează o conversie în zecimi de μs.

5.1.2. AVANTAJELE CD IN TEHNOLOGIE HIBRIDĂ

Peliculele subţiri şi groase, utilizate în tehnica circuitelor integrate hibrid, corespund în mod ideal concepţiilor abordate în realizarea convertoarelor de date la preţuri de cost minime. Vom menţiona doar cele mai semnificative avantaje care recomandă utilizarea tehnologiei circuitelor integrate hibrid la realizarea CD.

a) **Productivitate ridicată.** Natura repetitivă a procesului tehnologic hibrid este bine cunoscută sub aspect economic. În cadrul unui proces tehnologic uzual se realizează mii sau chiar zeci de mii de bucăţi. Cîteva sute de substraturi conţinînd module CD pot fi mascate în cîteva ore. Fluxul tehnologic de lipire, testare şi încapsulare în loturi, se efectuează cu viteză ridicată. Posibilitatea depanării unor defecte înainte de incapsulare conduce desigur la creşterea productivităţii.

b) **Corelarea toleranţelor elementelor componente.** Obţinerea unor precizii ridicate se face pe seama ajustării elementelor de circuit. Dar, ajustarea solicită un efort suplimentar în proiectarea geometriei optime a componentelor ajustabile, alterează de regulă caracteristicile electrice ale componentelor ajustate şi conduce la creşterea nejustificată a preţului de cost. Spre exemplu, pentru ajustarea unui rezistor la toleranţa absolută de 0,05%, preţul de cost creşte comparabil cu ajustarea brută a 11 rezistoare la toleranţa de 1% şi în final o ajustare fină numai pentru anumite rezistoare. Cele două ajustări succesive sînt preferabile din punct de vedere al calităţii coeficientului de temperatură, al rezistenţei şi al productivităţii. Ca urmare, în construcţia CDH se preferă utilizarea de scheme astfel concepute încît precizia să fie dependentă de rapoarte de rezistenţe care pot fi ajustate uşor pînă la toleranţe de 0,01%.

c) **Posibilitatea ajustării operaţionale** reprezintă unul din cele mai semnificative avantaje specifice tehnologiei circuitelor integrate hibrid.

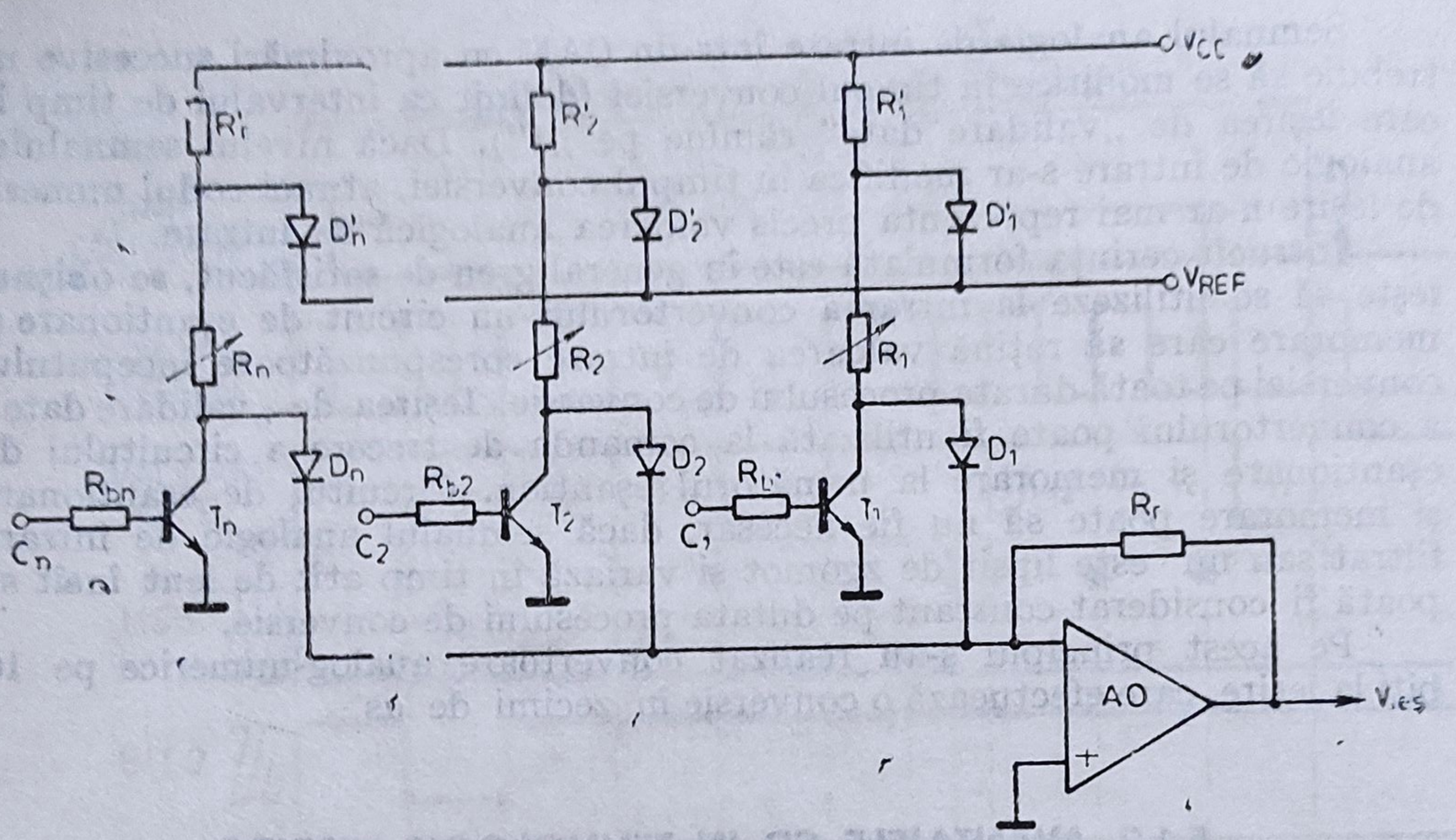


Fig. 5.4. Schema unui CNA sumator de curent cu n biţi acceptaţi la intrare.

Prin ajustarea operaţională se înţelege un complex de operaţii efectuate în timpul procesului tehnologic asupra unui element de circuit, pentru obţinerea unei carateristici globale de sarcină dorită, comparativ cu operaţiile efectuate asupra elementului de circuit pentru ca acesta să atingă o valoare prestabilită. Tehnica ajustării operaţionale a modulelor CDH asigură potrivirea caracteristicilor de temperatură a tuturor elementelor de circuit şi oferă o precizie ridicată la realizare. Pentru a exemplifica modul de aplicare a tehnicii de ajustare operaţională, să considerăm schema electrică a unui CNA sumator de curent cu n biţi la intrare din fig. 5.4.

Punerea la masă a intrării unui tranzistor T_K (celelalte intrări la „1" logic) are ca efect circularea unui curent prin rezistenţa de reacţie R_r şi tensiunea de ieşire devine

$$V_{oK} = \frac{V_{ref}}{2^K}, \tag{5.1}$$

dacă se consideră: $R_K = 2^K R_r$ pentru oricare $K = 1, 2, \ldots, n$.

Rezistoarele $R_1, R_2, \ldots, R_n$ şi R_r sînt aduse iniţial pînă la o toleranţă rezonabilă ($\pm 1\%$ spre exemplu), înaintea testării convertorului. Apoi se alimentează modulul şi începînd cu bitul cel mai semnificativ se ajustează independent fiecare rezistor $R_1, R_2, \ldots, R_n$ pînă se obţine contribuţia specificată la ieşire. Pentru a asigura stabilitatea tensiunii de ieşire, este necesar ca toate rezistenţele din colector să aibă acelaşi coeficient de temperatură.

Întrucît coeficientul de temperatură al diodei D_K depinde foarte mult de curentul care o străbate, în urma unor teste empirice valabile pe loturi de circuite este posibilă compensarea coeficientului de temperatură al diodei

prin ajustarea corespunzătoare a rezistorului în serie cu dioda. Cu această tehnică este posibilă obținerea unei precizii de $\pm 1/2$ LSB și un coeficient de temperatură mai mic de 50 ppm/°C pentru convertoare cu 12 biți la intrare.

d) **Utilizarea componentelor realizate în diferite tehnologii.**

Din acest punct de vedere, tehnologia circuitelor integrate hibride este singura capabilă să se adapteze la utilizarea componentelor de performanță realizabile în cele mai noi și diverse tehnologii. Prin alegerea corespunzătoare a elementelor componente se pot obține CDH cu compromis bun precizie-viteză.

5.2. CARACTERISTICILE DE TRANSFER ALE CONVERTOARELOR DE DATE

5.2.1. CARACTERISTICA DE TRANSFER A CNA

În fig. 5.5 este prezentată caracteristica ideală de transfer a unui CNA cu trei biți la intrarea digitală codificată binar și ieșirea analogică 0—10 V, iar în fig.5.6 caracteristica ideală de transfer a unui CNA cu trei biți la intrare și domeniul tensiunilor de ieșire ± 10 V.

Caracteristicile de transfer sînt discontinue, cu o corespondență unică între codurile numerice de intrare și tensiunea analogică de ieșire. Numărul

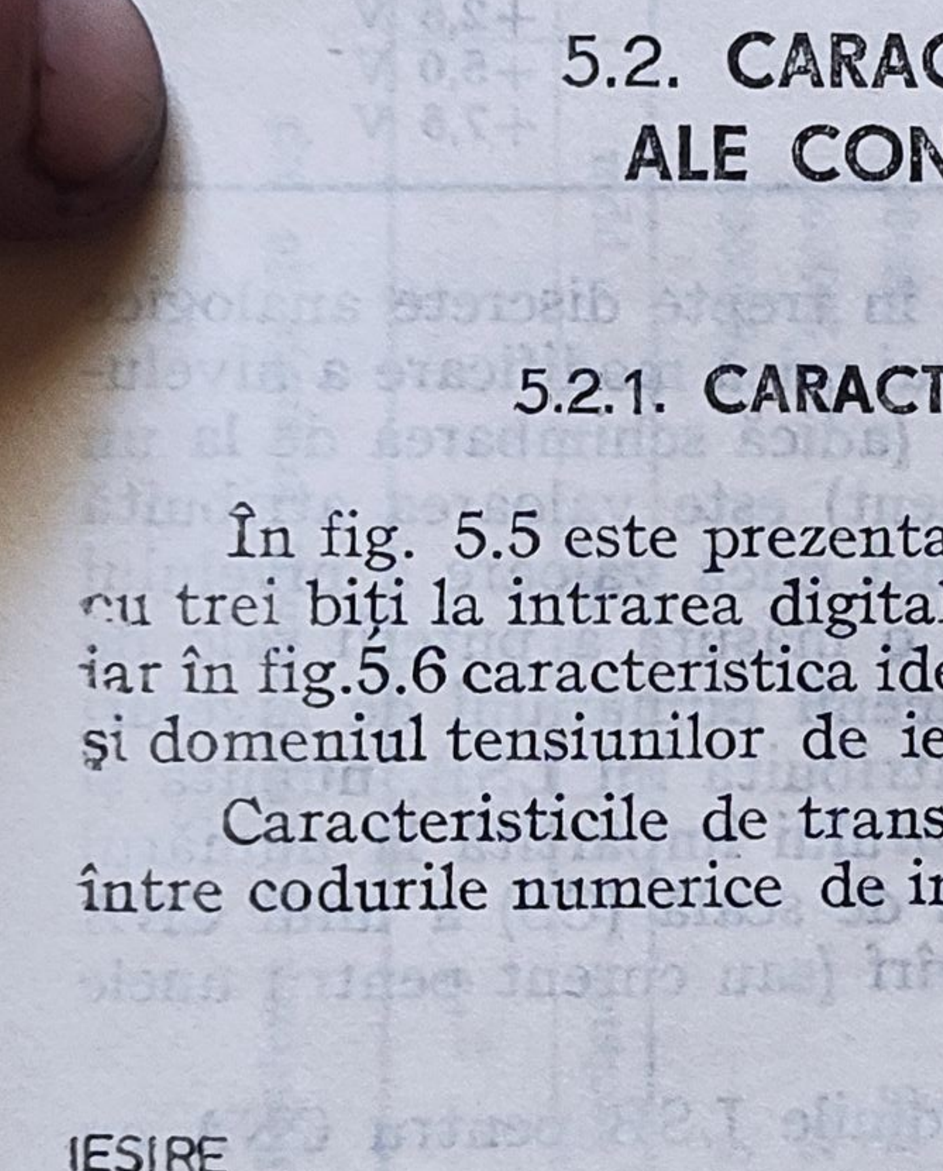


Fig. 5.5. Caracteristica ideală de transfer a unui CNA codificat binar cu 3 biți la intrare și ieșire analogică de +10V.

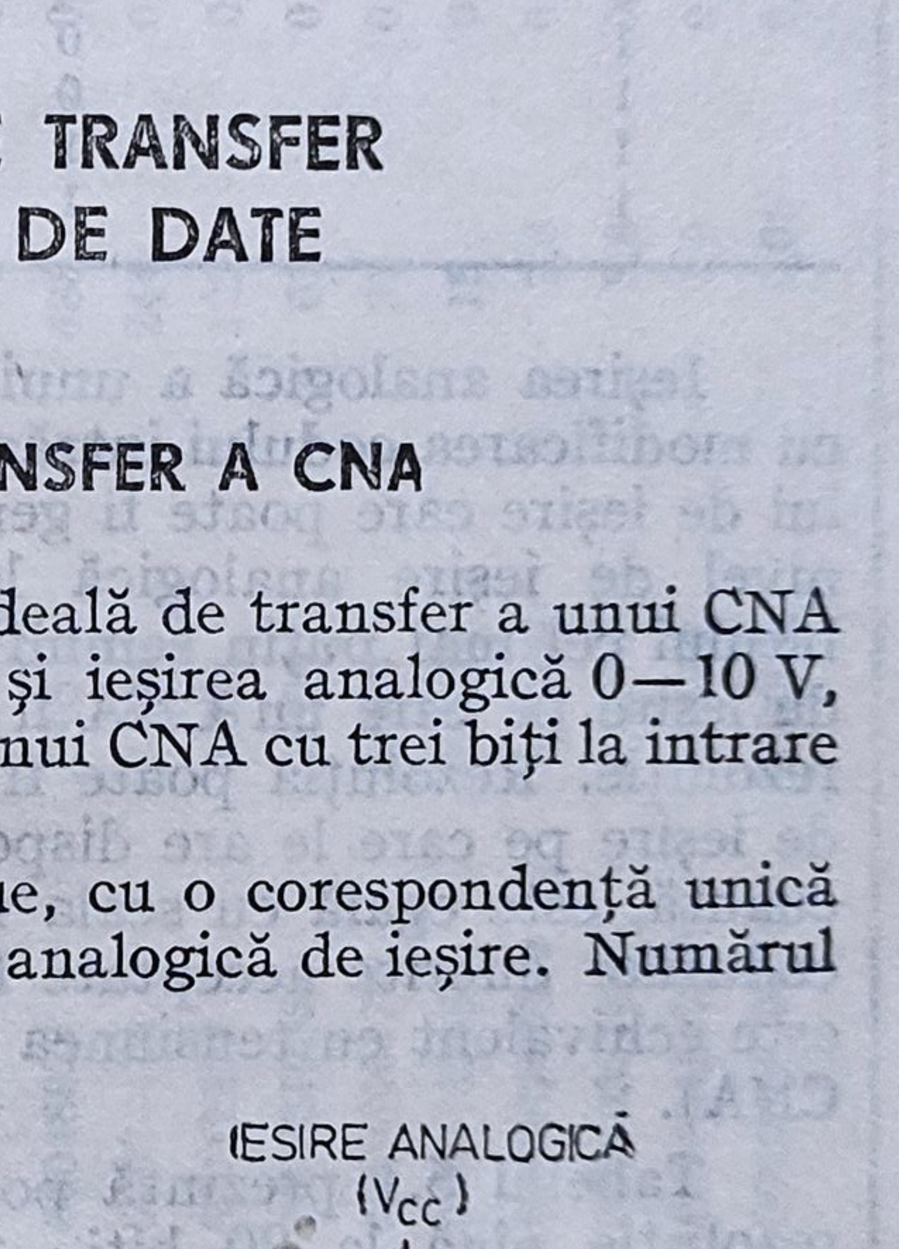


Fig. 5.6. Caracteristica ideală de transfer a unui CNA codificat binar cu 3 biți la intrare și ieșire analogică de ± 10V.

codurilor cu intrări diferite este egal cu 2^n, unde n reprezintă numărul de biţi acceptaţi la intrarea numerică.

Un CNA avînd caracteristica de transfer prezentată în fig. 5.5 operează după cum urmează:

INTRARE NUMERICĂ			IEŞIRE ANALOGICĂ [V]
MSB Bit 1	Bit 2	LSB Bit 3	
0	0	0	−10 V
0	0	1	−7,5 V
0	1	0	−5,0 V
0	1	1	−2,5 V
1	0	0	0 V
1	0	1	+2,5 V
1	1	0	+5,0 V
1	1	1	+7,5 V

Ieşirea analogică a unui CNA se modifică în trepte discrete analogice cu modificarea codului intrării numerice. Cea mai mică modificare a nivelului de ieşire care poate fi generată de un CNA (adică schimbarea de la un nivel de ieşire analogică la un nivel adiacent) este valoarea atribuită bitului cel mai puţin semnificativ LSB. Cea mai mică valoare a nivelului de ieşire pe care un CNA îl poate genera este o măsură a puterii sale de rezoluţie. Rezoluţia poate fi exprimată în termenii numărului de niveluri de ieşire pe care le are disponibile. Valoarea atribuită lui LSB, numită şi cuantă, este egală cu scala maximă a convertorului împărţită la numărul codurilor diferite acceptate la intrare. Capătul de scală (CS) a unui CNA este echivalent cu tensiunea nominală vîrf la vîrf (sau curent pentru unele CNA).

Tabelul 5.1 prezintă ponderile şi amplitudinile LSB pentru CNA cu rezoluţie pînă la 20 biţi.

Se observă, din analiza caracteristicilor de transfer prezentate în fig. 5.5 şi 5.6, că atunci cînd toate intrările numerice sînt conectate (la intrare combinaţia logică 111), ieşirea convertorului nu arată capătul de scală, diferenţa fiind de un LSB. Această diferenţă se datorează faptului că valoarea bitului 1 (MSB) reprezintă capătul de scală împărţit la 2, valoarea bitului 2 este capătul de scală împărţit la 2^2 şi aşa mai departe. Cînd toţi biţii de la intrare sînt conectaţi pe „1" logic, nivelul de ieşire reprezintă suma contribuţiilor fiecărui bit, adică

$$\frac{1}{2} + \frac{1}{2^2} + \ldots + \frac{1}{2^n} \text{ din capătul de scală.} \qquad (5.2)$$

Deci, ieşirea capătului de scală real a CNA cu caracteristica de transfer din fig. 5.4 este 8,75 V nu 10 V, iar pentru CNA avînd caracteristica de transfer din fig. 5.5, capătul de scală real are 7,5 V nu 10 V. Pentru simplitate s-a convenit, în cazul convertoarelor de date, să se definească

Tabelul 5.1

Ponderea și amplitudinea primilor 20 biți

BIT	2^{-n}					TENSIUNEA PENTRU CAP DE SCALĂ	
	Fracție	dB	Zecimal	%	ppm	10 V	20 V
1	1/2	— 6	0,5	50	500000	5	10
2	1/4	—12	0,25	25	250000	2,5	5
3	1/8	—18,1	0,125	12,5	125000	1,25	2,5
4	1/16	— 24,1	0,0625	6,2	62500	0,625	1,25
5	1/32	— 30,1	0,03125	3,1	31250	0,3125	0,625
6	1/64	— 36,1	0,015625	1,6	15625	0,15625	0,3125
7	1/128	— 42,1	0,007812	0,8	7812	0,078125	0,15625
8	1/256	— 48,2	0,003906	0,4	3906	0,039062	0,078125
9	1/512	— 54,2	0,001953	0,2	1953	0,019531	0,039062
10	1/1024	— 60,2	0,0009766	0,1	977	0,009766	0,019531
11	1/2048	— 66,2	0,00048828	0,05	488	0,0048828	0,009766
12	1/4096	— 72,2	0,00024414	0,024	244	0,0024414	0,0048828
13	1/8192	— 78,3	0,00012207	0,012	122	0,0012207	0,0024414
14	1/16384	— 84,3	0,000061035	0,006	61	0,00061035	0,0012207
15	1/32768	— 90,3	0,0000305176	0,003	31	0,000305176	0,00061035
16	1/65536	— 96,3	0,0000152588	0,0015	15	0,000152588	0,000305176
17	1/131072	—102,3	0,00000762939	0,0008	7,6	0,0000762939	0,000152588
18	1/262144	—108,4	0,000003814697	0,0004	3,8	0,00003184697	0,0000762939
19	1/524288	—114,4	0,000001907349	0,0002	1,9	0,00001907349	0,00003814697
20	1/1048576	—120,4	0,000000953674	0,0001	0,95	0,00000953674	0,00001907349

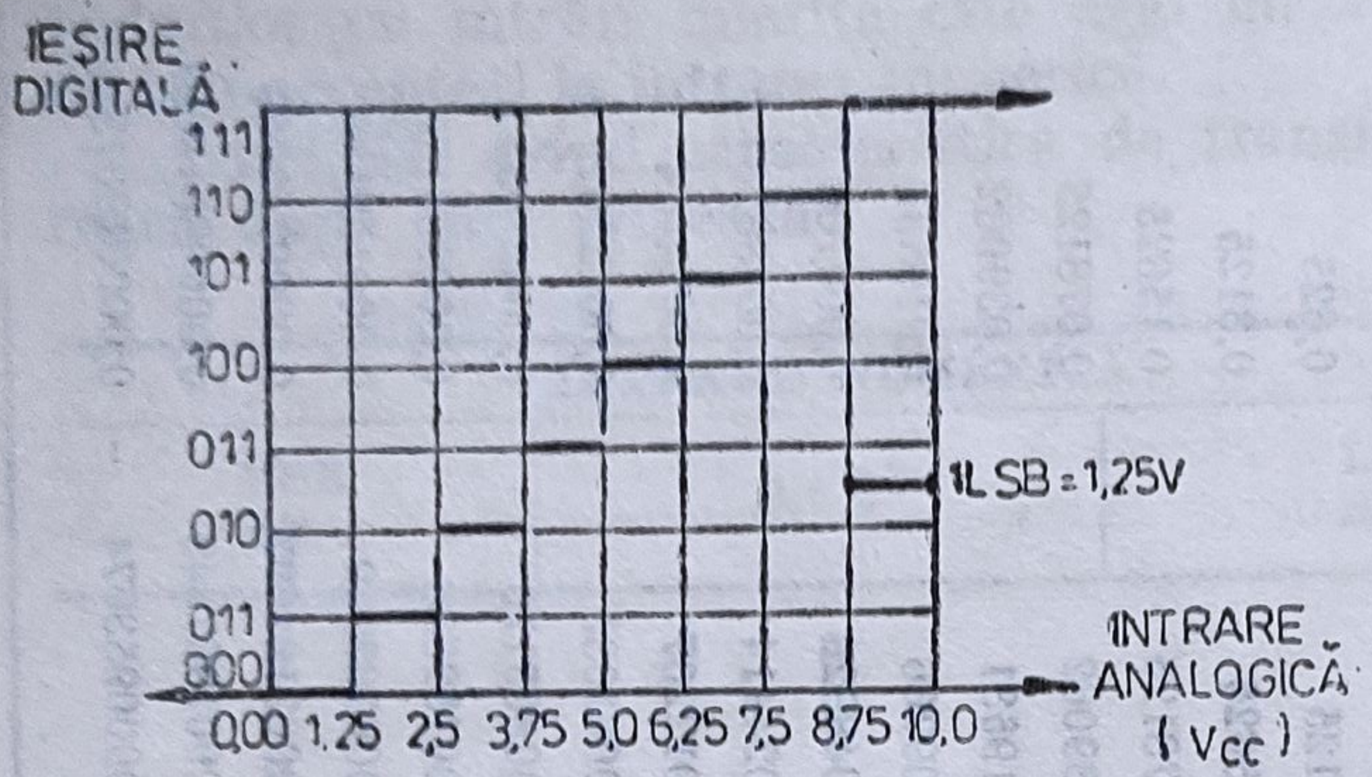


Fig. 5.7. Caracteristica ideală de transfer a unui CAN cu ieşire numerică pe 3 biţi şi domeniul tensiunilor de intrare 0—10V.

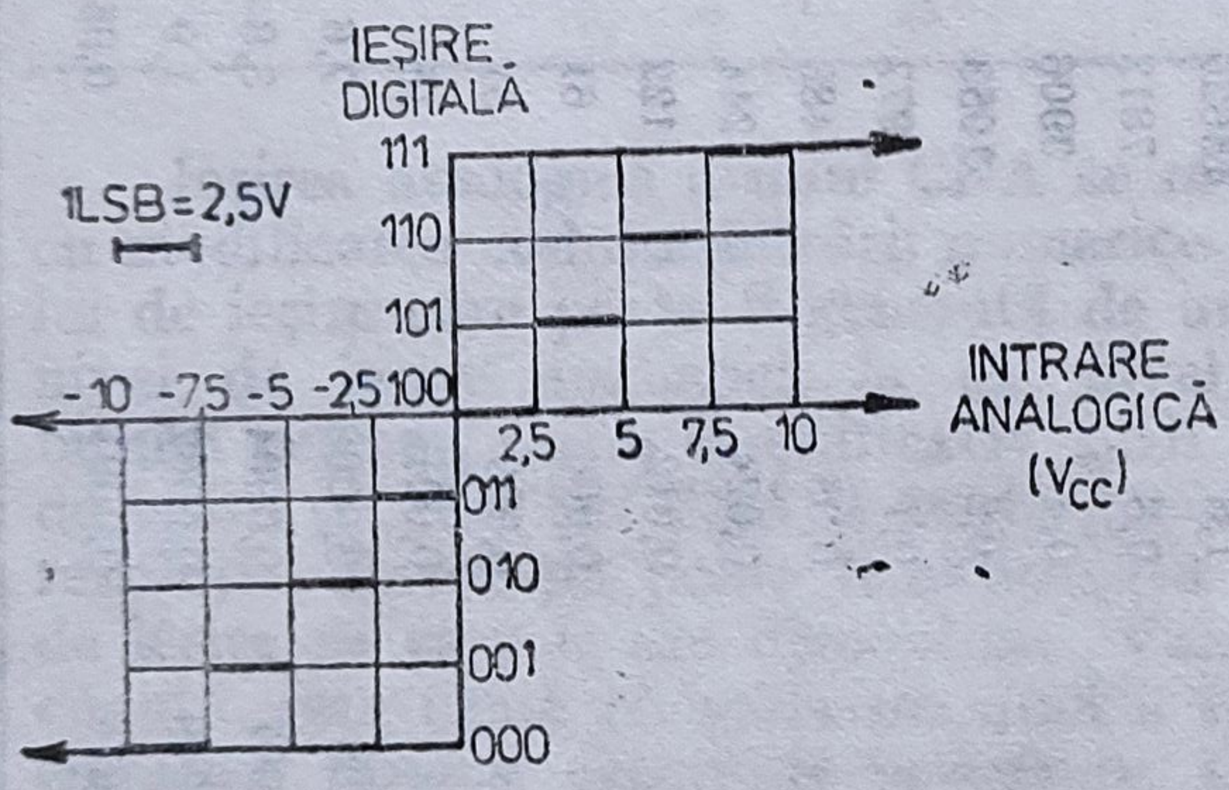


Fig. 5.8. Caracteristica ideală de transfer a unui CAN cu ieşire numerică pe 3 biţi şi domeniul tensiunilor de intrare ±10V.

intrările sau ieşirile analogice în concordanţă cu valoarea nominală a capătului de scală, mai degrabă decît cu capătul de scală real. Considerăm că reprezentarea caracteristicilor de transfer ale CNA prin trepte este greşită, deoarece o intrare numerică produce unul şi numai un nivel de ieşire analogică (tensiune sau curent) şi sînt doar 2^n combinaţii posibile ce se pot aplica la intrare.

5.2.2. CARACTERISTICA DE TRANSFER A CAN

În fig. 5.7 se prezintă caracteristica de transfer ideală a unui CAN cu excursie de 0 — 10 V la intrare şi ieşire digitală pe 3 biţi codificaţi binar, iar în fig. 5.8 caracteristica de transfer ideală a unui CAN care acceptă ±10 V la intrare şi ieşire pe 3 biţi codificaţi binar.

CAN avînd caracteristica de transfer prezentată în fig. 5.8 operează după cum urmează:

Tensiunea de intrare cuprinsă între:	Ieşirea digitală		
	MSB		LSB
	Bit 1	Bit 2	Bit 3
−7,5 V	0	0	0
−7,5 V şi −5 V	0	0	1
−5 V şi −2,5 V	0	1	0
−2,5 V şi 0,0 V	0	1	1
0,0 V şi +2,5 V	1	0	0
+2,5 V şi +5,0 V	1	0	1
+5,0 V şi +7,5 V	1	1	0
+7,5 V	1	1	1

Săgeţile de la capetele caracteristicii de transfer indică faptul că toate tensiunile aplicate pe intrarea analogică mai mari decît +7,5 V (pînă la tensiunea de intrare pozitivă maximă admisă) dau la ieşire combinaţia logică 111 şi că toate tensiunile de intrare mai mici decît —7,5 V (pînă la tensiunea de intrare negativă maxim admisă) dau la ieşire combinaţia logică 000. Se observă că fiecare cod al ieşirii numerice corespunde unei benzi a tensiunilor de intrare. Lăţimea fiecărei benzi este aceeaşi şi reprezintă mărimea cuantizării sau cuanta. Aşadar, cuanta reprezintă valoarea asociată bitului cel mai puţin semnificativ al convertorului şi este, de asemenea, echivalentul capătului de scală al convertorului împărţit la 2^n (n — — numărul de biţi). Capătul de scală al unui CAN reprezintă valoarea nominală vîrf la vîrf a domeniului tensiunilor analogice acceptate la intrare. Cuanta este un indicator al rezoluţiei convertorului, care de obicei pentru CAN se exprimă prin numărul biţilor de ieşire.

Pentru a stabili o corespondenţă biunivocă între intrarea analogică şi ieşirea numerică, se poate atribui fiecărui cod numeric, valoarea nominală din centrul benzii pentru care este valabil, la care se adună $\pm \frac{1}{2}$ LSB. Spre exemplu, pentru CAN avînd caracteristica de transfer din fig. 5.7, codului 001 îi corespunde tensiunea de intrare 1,875 V $\pm$ 0,625 V, care poate fi scrisă şi 1,875 V $\pm \frac{1}{2}$ LSB.

$\frac{1}{2}$ LSB reprezintă incertitudinea cuantizării sau zgomotul de cuantizare. Această eroare inerentă de cuantizare nu poate fi evitată şi mărimea ei este întotdeauna ireductibilă la $\pm \frac{1}{2}$ LSB. Dacă dorim să o reducem, va trebui ales un convertor cu o rezoluţie mai mare, adică cu CAN care să accepte mai multe coduri de ieşire şi care are deci, un LSB mai mic.

Pentru scopuri de testare este însă mai dificil, şi consumă timp, să măsori centrul unui nivel de cuantizare. Singurele puncte pe caracteristica de transfer care pot fi repede şi precis detectate şi măsurate sînt tensiunile de tranziţie, adică tensiunile la care ieşirea numerică se schimbă de la un cod la altul. Tensiunile de tranziţie sînt utilizate de fabricanţi cînd testează liniaritatea şi precizia unui CAN. În foile de catalog ale firmelor producătoare sînt incluse tensiunile de tranzi-

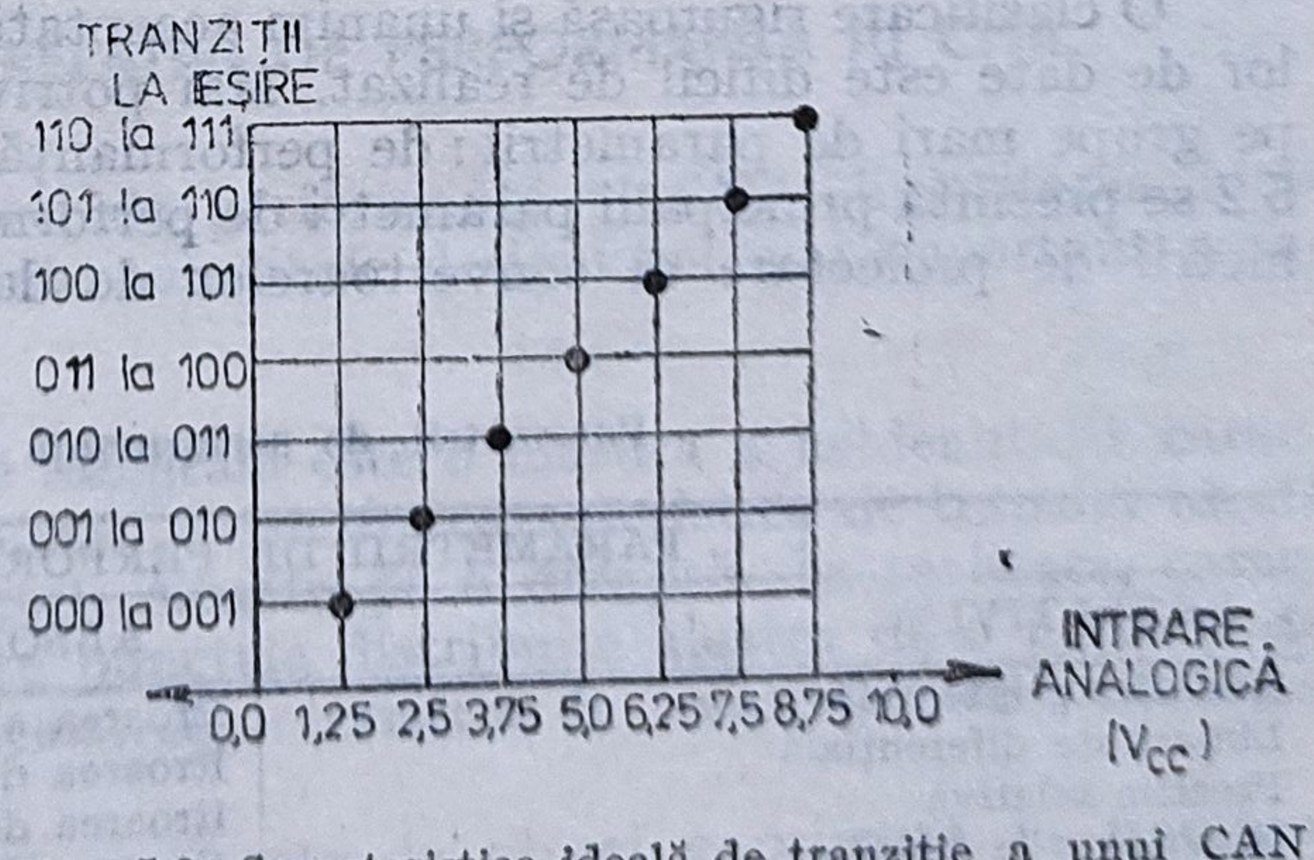


Fig. 5.9. Caracteristica ideală de tranziţie a unui CAN cu ieşire numerică pe 3 biţi şi domeniul tensiunilor de intrare 0—10 V.

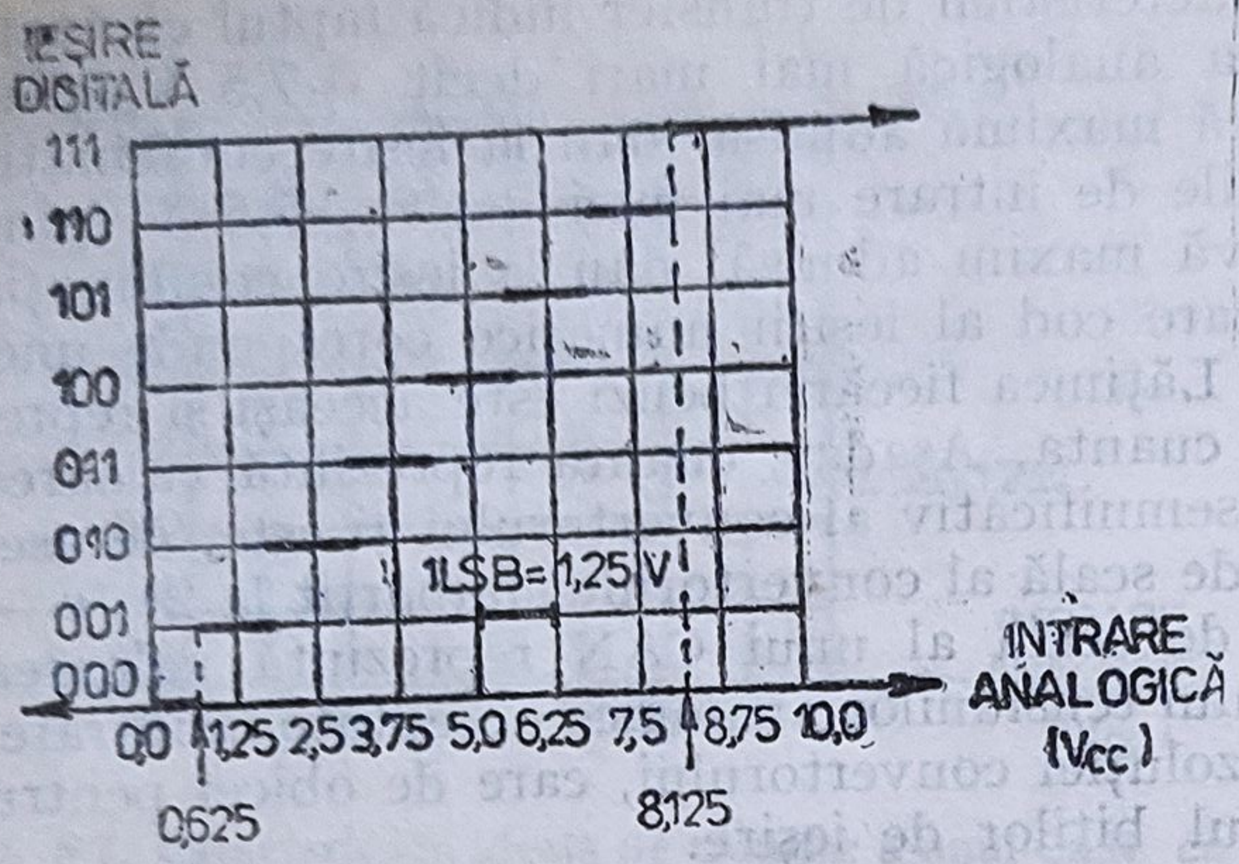


Fig. 5.10. Caracteristica ideală de transfer a unui CAN cu ieşire numerică pe 3 biţi şi domeniul tensiunilor de intrare 0—10 V, deplasată la stînga cu 1 2 LSB.

tie în tabele cu specificarea codului ieşirii digitale. Cu aceste precizări se poate descrie caracteristica de transfer a unui CAN reprezentînd tensiunile de tranziţie prin puncte, similar cu reprezentarea caracteristicii de transfer a unui CNA. În fig. 5.9 este prezentată caracteristica tensiunilor de tranziţie pentru CAN cu caracteristica de transfer din fig. 5.7. Se observă că un CAN are cu unul mai puţine tranziţii (2^n-1) decît numărul codurilor acceptate la ieşire (2^n).

Trebuie remarcat că unii fabricanţi [4] îşi proiectează CAN aşa încît caracteristica de transfer să fie deplasată în stînga cu $\frac{1}{2}$ LSB, aşa cum se arată în fig. 5.10 (prima modificare a codului de ieşire are loc atunci cînd intrarea atinge valoarea $\frac{1}{2}$ LSB). Considerăm că această reprezentare este mai greoaie şi de aceea, în continuare, nu ne vom mai referi la ea.

5.3. PARAMETRII CONVERTOARELOR DE DATE

5.3.1. CLASIFICAREA PARAMETRILOR C.D.

O clasificare riguroasă şi unanim acceptată a parametrilor convertoarelor de date este dificil de realizat. Mai potrivită apare clasificarea [3, 4] pe grupe mari de parametrii : de performanţă şi de proiectare. În tabelul 5.2 se prezintă principalii parametri de performanţă, iar în tabelul 5.3 parametrii de proiectare ai convertoarelor de date.

Tabelul 5.2

Parametrii de performanţă ai C.D.

PARAMETRII DE PERFORMANŢĂ	
RELATIVI	ABSOLUŢI
Liniaritate integrală	Eroarea absolută de capăt de scală
Liniaritate diferenţială	Eroarea de ieşire unipolară
Precizie relativă	Eroarea de ieşire bipolară
Monotonia la CNA	Eroarea de zero unipolară
Eroarea de cîştig	Eroarea de zero bipolară
Specificări legate de drift	Parametrii de drift

Tabelul 5.2. (continuare)

	DINAMICI
CNA	Timp de stabilizare Rata de alunecare a ieşirii
CAN	Timp de conversie Frecvenţa tactului

Tabelul 5.3

Parametrii de proiectare ai C.D.

PARAMETRII DE PROIECTARE	
	Puterea surselor de alimentare Rejecţia surselor de alimentare Consum de putere Tensiuni şi curenţi de referinţă
CNA	CAN
Codarea intrării numerice Niveluri logice de intrare Încărcarea intrărilor Curentul maxim de ieşire Pentru CNA cu registre de intrare — timp de ridicare — timp de coborîre — lăţimea imp. de validare	Codarea numerică a ieşirii Niveluri logice la ieşire Capacitatea de încărcare la ieşire Excursia maximă la intrare Caracteristici de impuls — comanda de start — tact jos — tact sus

5.3.2. PARAMETRII RELATIVI DE PERFORMANŢĂ AI CNA

Dintre parametrii relativi de performanţă ai CNA, liniaritatea integrală sau eroarea de liniaritate constituie desigur cel mai important parametru.

1. **Eroarea de liniaritate integrală** este o măsură a neidealităţii caracteristicii de transfer a unui CNA. Teoretic, caracteristica de transfer ideală a unui CNA are toate punctele situate pe o dreaptă. În realitate, caracteristica de transfer reală are punctele distribuite aleator de o parte şi de alta a dreptei care aproximează caracteristica de transfer ideală, aşa cum se arată în fig. 5.11.

Eroarea de liniaritate integrală este de obicei exprimată în fracţiuni dintr-un LSB (±1/4 LSB, ±1/2 LSB etc.). Dacă însă eroarea de liniaritate este mai mare decît 1 LSB, atunci ea se exprimă în % sau în ppm

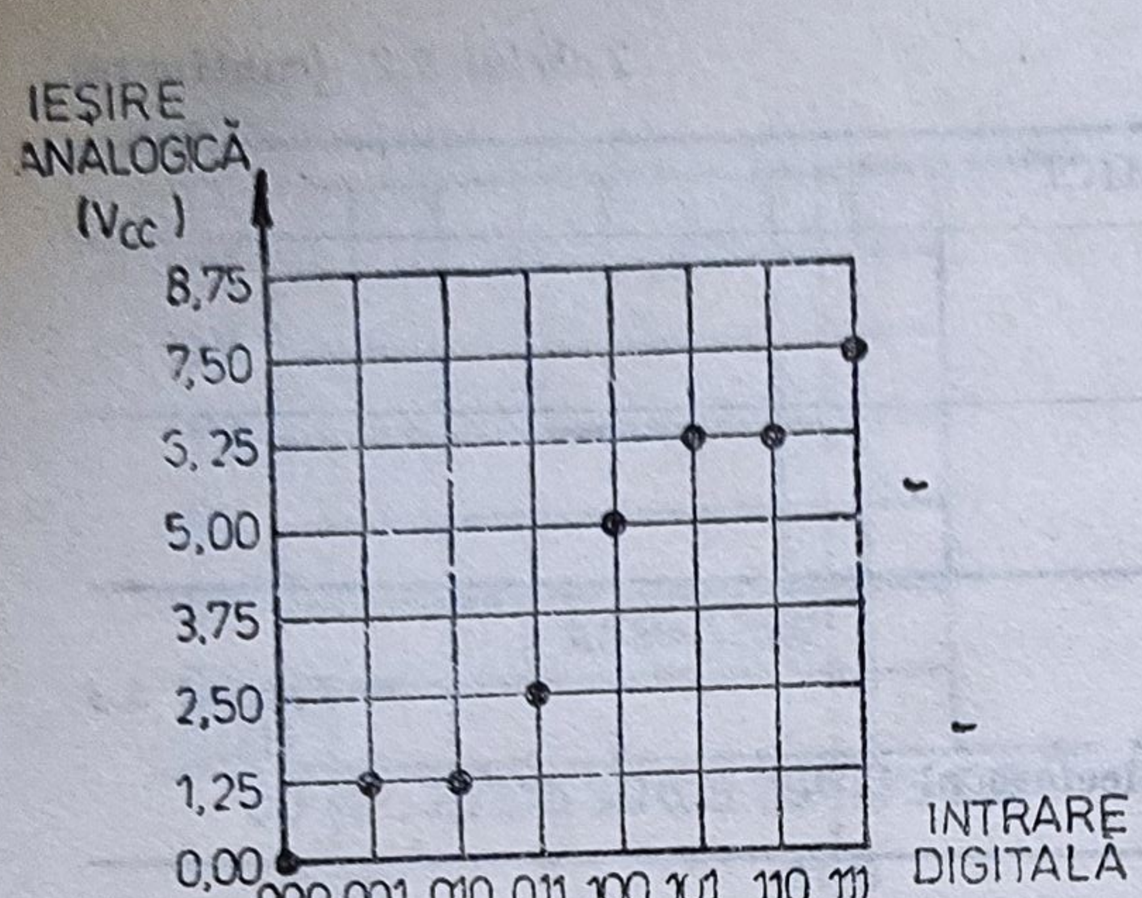


Fig. 5.11. Caracteristica reală de transfer a unui CNA codificat binar cu 3 biți la intrare și ieșire analogică de +10 V.

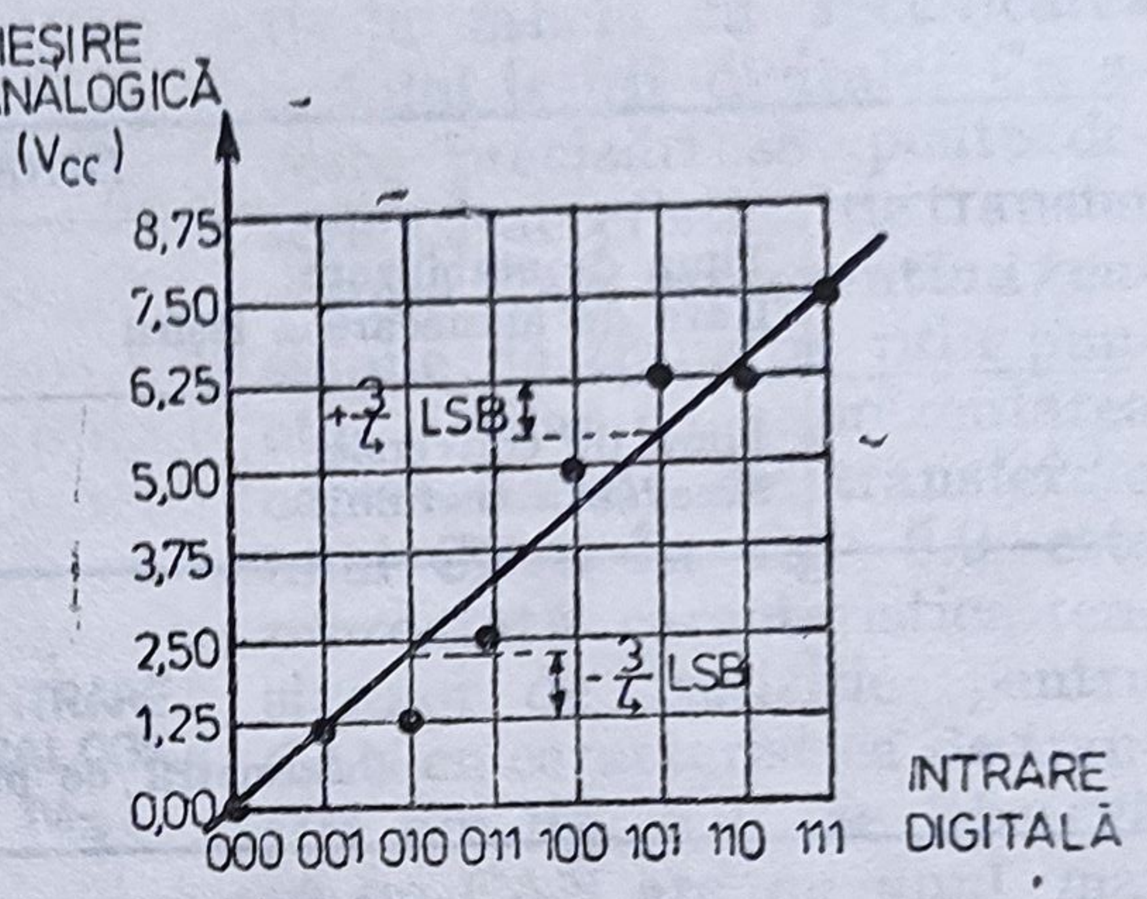


Fig. 5.12. Exemplificarea liniarității integrale, conform dreptei prin punctele extreme.

din capătul de scală. Sînt în general acceptate două modalități pentru definirea liniarității integrale, după modul în care se trasează linia dreaptă printre punctele caracteristicii de transfer.

a. *Eroarea de liniaritate integrală conform dreptei care unește punctele extreme ale caracteristicii de transfer* este o măsură a celei mai mari deviații a valorii analogice de ieșire de la linia dreaptă trasată printre punctele terminus ale funcției de transfer reale — fig. 5.12 arată cum s-a trasat pe caracteristica reală a CNA din fig. 5.11 o dreaptă prin punctele extreme reale măsurate la ieșirea convertorului, cînd la intrări au fost aplicate succesiv codurile 000 respectiv 111.

Se observă că cele mai deviate puncte se găsesc la 3/4 LSB deasupra și dedesubtul liniei construite și, ca urmare, convertorul — în sensul acestei definiții — prezintă o liniaritate integrală de ±3/4 LSB.

b. *Eroarea de liniaritate integrală conform dreptei celei mai potrivite* este o măsură a deviației valorilor analogice de ieșire de la o dreaptă trasată printr-un grup de puncte ce compun funcția de transfer reală a convertorului. Dreapta cea mai potrivită nu este definită riguros matematic. Ea se determină empiric și poate fi definită simplu, ca linia care asigură cei mai buni parametri de liniaritate integrală ai convertorului.

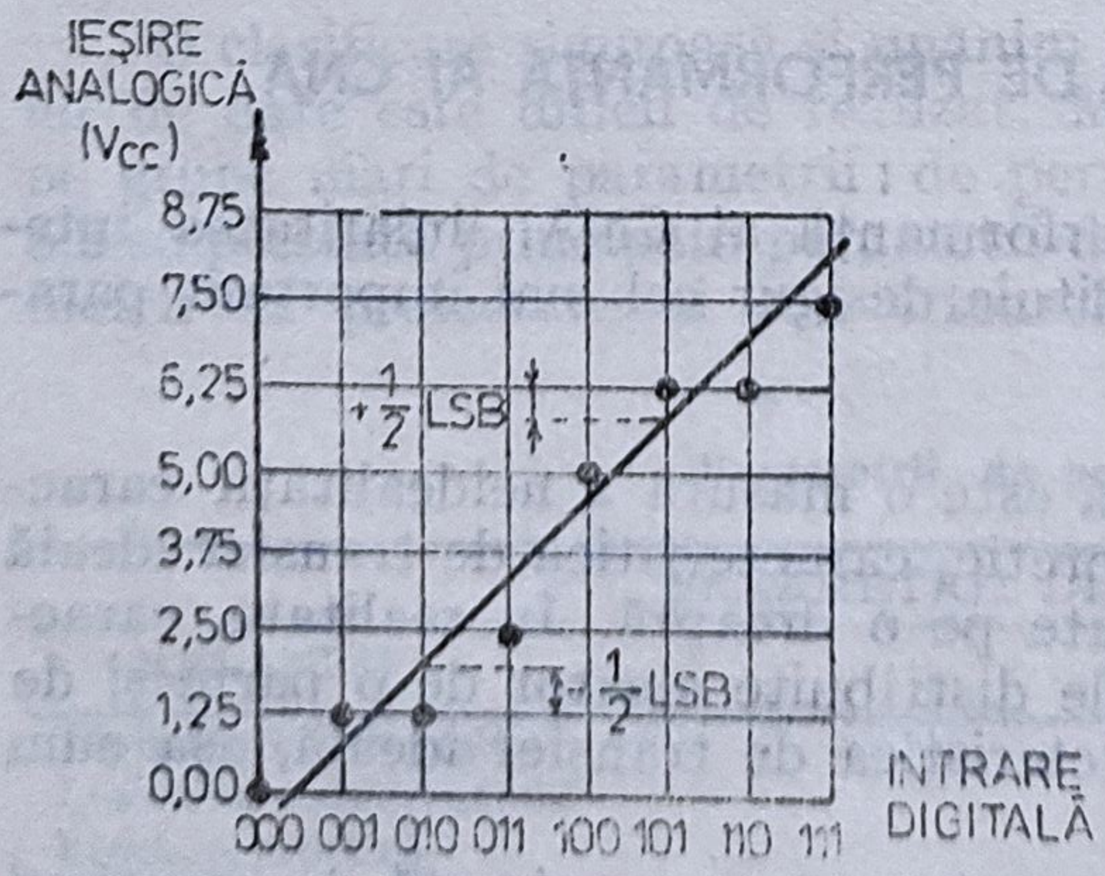


Fig. 5.13. Exemplificarea liniarității integrale la un CNA conform dreptei celei mai potrivite.

Fig. 5.13 repetă caracteristica reală de transfer a CNA din fig. 5.11 și trasează dreapta cea mai potrivită. Se observă că această dreaptă

nu trece prin punctele extreme ale caracteristicii de transfer și că punctele cele mai depărtate de ea au acum $\pm 1/2$ LSB. Acest convertor prezintă $\pm 1/2$ LSB liniaritate integrală, relativ la dreapta cea mai potrivită.

Analizînd comparativ cele două definiții ale liniarității integrale, se poate spune că dacă un CNA are $\pm 1/2$ LSB liniaritate integrală, relativ la ambele definiții, toate punctele caracteristicii de transfer se vor afla într-o bandă lată de 1 LSB. Convertorul care este 1/2 LSB liniar, relativ la definiția cu punctele terminus, va avea prin definiție punctele extreme în centrul benzii, pe cînd convertorul care este 1/2 LSB liniar, relativ la definiția dreptei cu cea mai bună potrivire, poate avea punctele extreme oriunde distribuite în bandă.

Deși definiția tradițională a erorii de liniaritate integrală este cu dreapta celei mai bune potriviri, definiția liniarității cu dreapta ce unește punctele extreme crește în popularitate, ca rezultat al dezvoltării microprocesoarelor. Multe aplicații utilizează procesoare distribuite lîngă CNA și SOFT pentru corectarea impreciziei convertoarelor. Corecția se face prin memorarea punctelor extreme ale caracteristicii ideale de transfer, trasarea unei linii ipotetice și corectarea pas cu pas a tuturor punctelor caracteristicii de transfer reale pînă la liniaritatea integrală dorită. Dacă liniaritatea integrală este specificată cu definiția celei mai bune potriviri, microprocesorul nu va ști cum să compare linia ipotetică cu dreapta celei mai bune potriviri folosită pentru măsurarea liniarității.

În sens riguros matematic, definiția liniarității integrale cu dreapta ce unește punctele extreme este mai conservatoare decît definiția cu dreapta celei mai bune potriviri. Se poate afirma că un convertor cu n biți nu este un convertor cu adevărat de n biți atîta timp cît el nu garantează o liniaritate integrală de $\pm 1/2$ LSB prin oricare definiție și în toată banda temperaturilor de lucru.

2. **Eroarea de liniaritate diferențială** este, de asemenea, uneori numită eroare diferențială de liniaritate sau neliniaritate diferențială. Pentru caracteristica de transfer ideală a unui CNA din fig. 5.5 la coduri numerice adiacente rezultă diferențe ale tensiunii analogice de ieșire egale cu 1 LSB. Orice modificare a mărimii treptei reale față de cea ideală este numită eroare diferențială de liniaritate și se exprimă în submultiplii de LSB.

O eroare diferențială maximă de $\pm 1/2$ LSB presupune că măsura pasului tensiunii analogice de ieșire poate avea o înălțime maximă de 1 LSB $\pm$ 1/2 LSB, cu alte cuvinte tensiunea analogică de ieșire poate lua orice valoare în domeniul 1/2 LSB $\div$ $1\frac{1}{2}$ LSB, cînd intrarea digitală se schimbă de la un cod la altul.

Fig. 5.14 — 5.16 constituie trei exemple de caracteristici de transfer posibile ale CNA.

Se observă că CNA avînd caracteristica de transfer din fig. 5.14 are $\pm$ 1/2 LSB eroare diferențială de liniaritate, cu toate că treptele de modificare a tensiunii de ieșire sînt neegale (1/2 LSB, respectiv $1\frac{1}{2}$ LSB). Convertorul cu caracteristica de transfer din fig. 5.15 prezintă trepte de

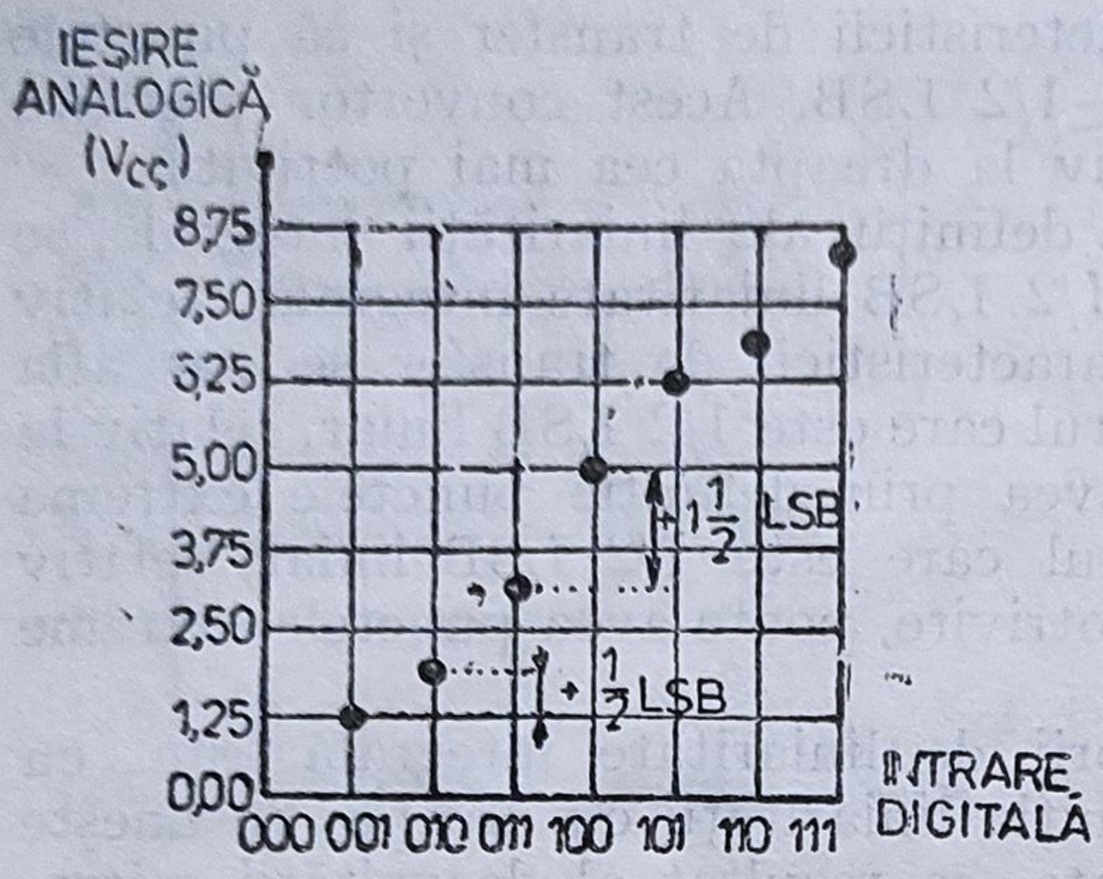


Fig. 5.14. Caracteristica reală de transfer a unui CNA de 3 biţi, avînd o eroare diferenţială de liniaritate de ±1/2 LSB.

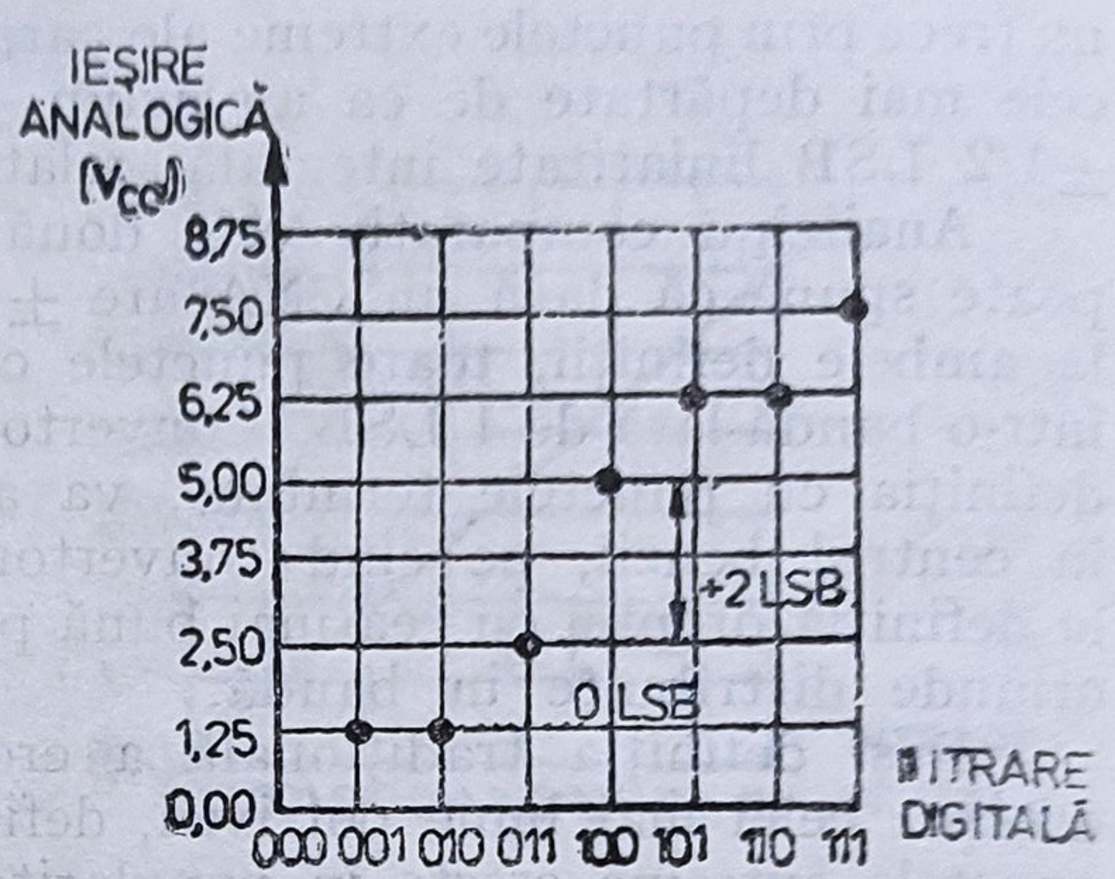


Fig. 5.15. Caracteristica reală de transfer a unui CNA de 3 biţi, avînd o eroare de liniaritate de ±1 LSB.

modificare a tensiunii analogice de ieşire de 0 LSB, respectiv 2 LSB. Eroarea diferenţială de liniaritate pentru acest CNA este de ± 1 LSB. Se consideră că toate convertoarele care au eroare diferenţială de liniaritate mai mare decît ± 1 LSB (ca de exemplu, convertorul cu caracteristica de transfer din fig. 5.16), pot fi nemonotone. Amîndouă convertoarele, avînd caracteristicile de transfer prezentate în fig. 5.14, 5.15, au liniaritatea integrală mai bună decît ± 1/2 LSB, după definiţia celei mai bune potriviri, dar nu şi conform definiţiei dreptei care unește punctele extreme. Se poate considera [4] că ± 1/2 LSB liniaritatea integrală prin oricare definiţie asigură o eroare diferenţială de liniaritate mai bună decît ± 1 LSB, adică între cele două tipuri de erori există relaţia de inegalitate:

Eroarea diferenţială de liniaritate ⩽ 2 · eroarea integrală de liniaritate

Eroarea diferenţială de liniaritate maximă nu oferă informaţii despre eroarea de liniaritate integrală.

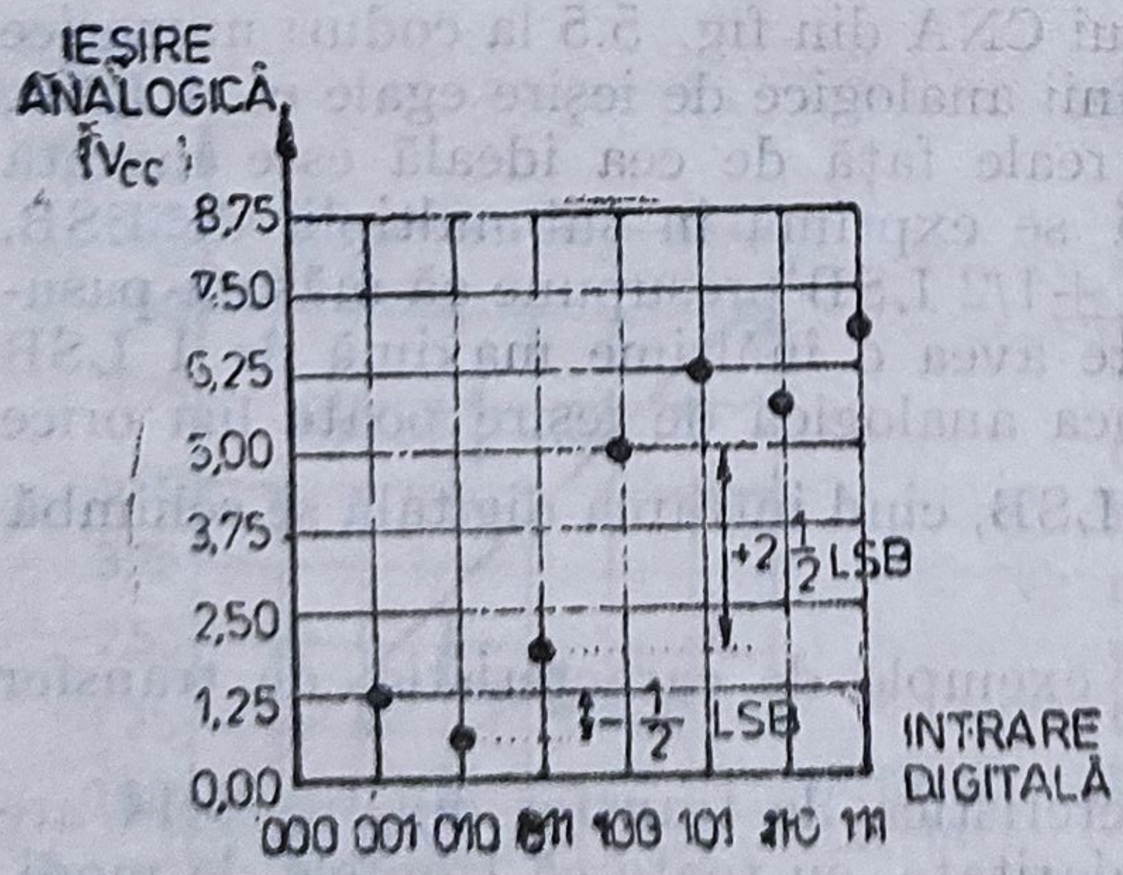


Fig. 5.16. Caracteristica reală de transfer a unui CNA de 3 biţi, avînd o eroare diferenţială de liniaritate de ±1 1/2 LSB.

3. Monotonia este mai degrabă o proprietate a CNA decît un parametru. Monotonia unui CNA este garantată atunci cînd ieşirea analogică nu descreşte, în timp ce intrarea numerică creşte şi nici nu creşte, cînd intrarea numerică descreşte. Această definiţie permite ieşirii analogice să rămînă la acelaşi nivel cînd intrarea numerică creşte sau descreşte.

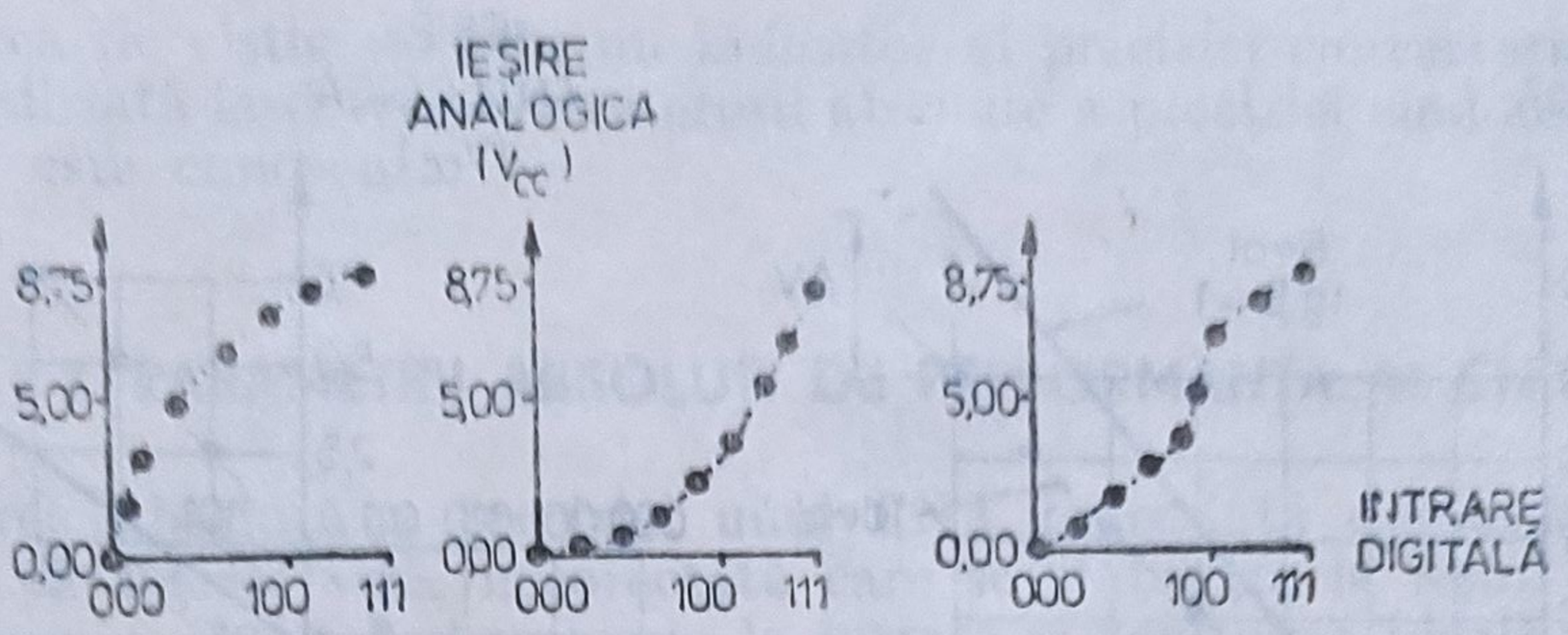


Fig. 5.17. Exemple de caracteristici de transfer monotone dar neliniare.

O altă modalitate de a defini monotonia este să afirmi că eroarea diferențială de liniaritate este mai mică decît 1 LSB. Cu alte cuvinte, treptele tensiunii analogice de ieşire pot fi de orice mărime atîta timp cît sînt pozitive. Monotonia nu garantează nici liniaritatea diferențială şi nici liniaritatea integrală. Convertoarele monotone pot avea la ieşire trepte foarte mari de tensiune sau serii de trepte mai mici care rezultă din funcţii de transfer neliniare. Caracteristicile de transfer prezentate în fig. 5.17 sînt monotone, dar neliniare.

Este însă unanim acceptat că $\pm$ 1/2 LSB eroare de liniaritate integrală sau $\pm$ 1 LSB eroare diferențială de liniaritate garantează monotonia convertorului în toată gama temperaturilor de lucru.

4. **Precizia relativă** este unul din parametrii CNA, care este definit într-o varietate bogată de moduri, de la producător la producător. Apreciem, că cea mai potrivită definiţie este cea care consideră precizia relativă a unui CNA ca măsură a abaterii oricărei stări de ieşire, relativ la o linie dreaptă trasată printre punctele extreme ale funcţiei de transfer reale. Se măsoară în multipli/submultiplii de LSB sau în procente din capătul de scală real.

Unii producători definesc precizia relativă a CNA ca precizia oricărei valori a tensiunii analogice de ieşire relativ la o referinţă a convertorului. Definiţia prezentată poate fi acceptată pentru CNA cu referinţă externă fixă sau pentru CNA cu multiplicare, dar nu are sens atunci cînd se aplică unei largi categorii de convertoare încapsulate care nu au acces la referinţa internă.

Cele mai multe convertoare din această categorie sînt ajustate operaţional cu LASER înainte de încapsulare şi nici măcar producătorul nu cunoaşte valoarea reală a tensiunii de referinţă internă.

Ca parametru al convertorului, precizia relativă este utilizată la informarea utilizatorilor despre precizia convertorului real raportat la caracteristica ideală de transfer după ce erorile de cîştig şi de offset au fost ajustate la zero.

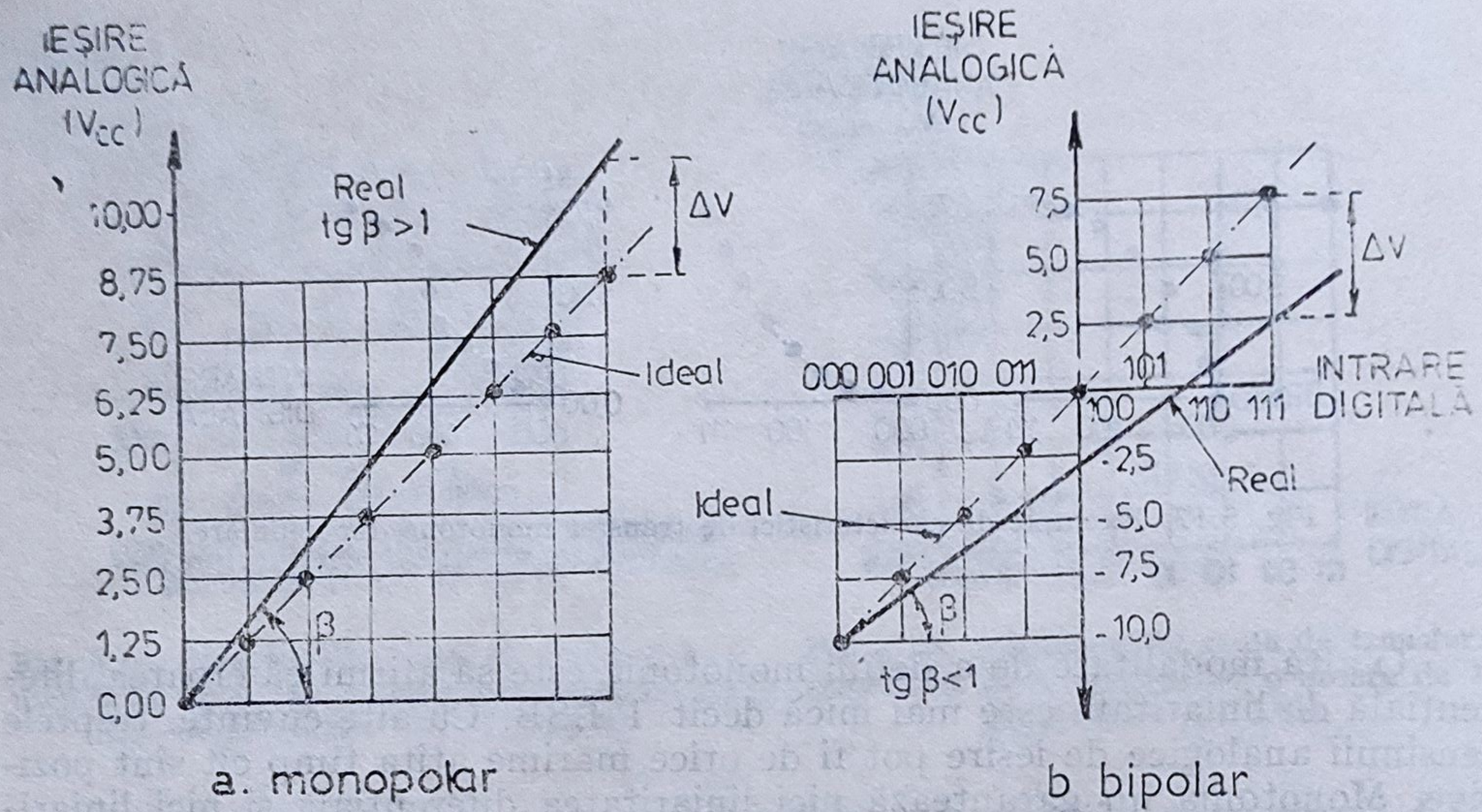


Fig. 5.18. Eroarea cîștigului la un CNA.

5. **Eroarea cîștigului,** numită și eroare de scală, este o măsură a modificării pantei dreptei care unește punctele caracteristicii de transfer reale față de dreapta care unește punctele caracteristicii de transfer ideale a unui CNA (și care desigur are panta egală cu 1).

Un convertor cu eroare de cîștig negativă va avea o caracteristică de transfer mai puțin înclinată decît caracteristica de transfer ideală, pe cînd un convertor cu eroarea de cîștig pozitivă va avea o caracteristică de transfer mai înclinată decît caracteristica de transfer ideală, așa cum se arată în fig. 5.18.

Eroarea de cîștig se poate măsura prin două metode:

a. Un convertor unipolar (fig. 5.18, *a*) are offsetul ajustabil prin HARD sau SOFT pînă ce zeroul caracteristicii de transfer reale este adus în origine. Eroarea de cîștig reprezintă diferența măsurată la cap de scală între ieșirea reală și cea ideală, raportată la capătul nominal de scală.

Pentru convertorul bipolar (fig. 5.18, *b*) se ajustează întîi offsetul pînă ce capătul negativ al scalei este adus la valoarea ideală. Eroarea de cîștig reprezintă diferența măsurată la capătul pozitiv al scalei dintre valoarea reală și cea ideală, raportată la capătul nominal de scală.

b. Metoda constă în măsurarea, pentru convertorul unipolar, a ieșirii reale, neajustată, a capătului pozitiv de scală, din care se scade valoarea reală a ieșirii de zero.

Pentru convertoarele bipolare, se măsoară valoarea reală, la capetele de scală, pozitiv și negativ, după care se face diferența acestor valori. Indiferent de tipul convertorului, diferența măsurată este raportată la capătul nominal de scală, obținînd valoarea erorii de cîștig în procente.

Eroarea de cîștig nu este un indicator al preciziei convertorului, deși poate fi utilizată la determinarea erorii absolute a preciziei cînd acest parametru nu este cunoscut.

5.3.3. PARAMETRII ABSOLUȚI DE PERFORMANȚĂ AI CNA

Eroarea absolută a preciziei unui CNA reprezintă diferența dintre tensiunea de ieșire reală, necorectată care se stabilește la ieșire în urma aplicării unui anumit cod numeric la intrare și tensiunea ideală de ieșire corespunzătoare acelui cod. Eroarea absolută a preciziei se exprimă de obicei în multiplii/submultiplii de LSB sau în procente din capătul nominal de scală. Întrucît eroarea absolută a preciziei este măsurată și specificată fără ajustări, ea include toți factorii care pot altera precizia convertorului și anume : eroarea offsetului, eroarea cîștigului, eroarea liniarității și eroarea de zgomot. Pentru a descrie complet precizia absolută a unui convertor unipolar, este suficient să se indice eroarea unipolară a preciziei absolute la capătul de scală pozitiv și eroarea unipolară a preciziei absolute de zero.

Un convertor bipolar este caracterizat de eroarea bipolară a preciziei absolute la capătul de scală pozitiv, eroarea bipolară a preciziei absolute la capătul de scală negativ și eroarea bipolară a preciziei absolute de zero.

1. **Eroarea preciziei absolute a capătului de scală** reprezintă eroarea absolută a preciziei măsurată cînd ieșirea CNA este adusă la valoarea capătului real de scală. Unii producători fac distincție între erorile uni și bipolare a preciziei absolute a capătului de scală pozitiv sau negativ. Datorită monotoniei și simetriei caracteristicii de transfer a tuturor CNA de precizie, vom numi în mod diferit erorile preciziei absolute a capătului de scală, doar dacă ele au valori diferite.

2. **Eroarea de zero** este o eroare a preciziei absolute măsurată cînd ieșirea unui CNA este considerată la zero. Trebuie făcută distincție între eroarea de zero a unui convertor monopolar și bipolar. Fig. 5.19 ilustrează pe aceeași caracteristică de transfer eroarea preciziei absolute a capătului de scală și eroarea de zero a unui CNA unipolar pozitiv (a), negativ (b) și a unui CNA bipolar (c).

3. **Eroarea de offset** a unui CNA este o eroare a preciziei absolute, care prin definiție trebuie măsurată într-un punct specificat al caracteristicii de transfer. Eroarea de offset se datorează scurgerilor de curent prin rețeaua de comutatoare blocate, la care se adaugă tensiunea de offset a amplificatorului operațional de la ieșire (fig. 5.1). Grafic, eroarea de offset se traduce prin alunecarea în sus sau în jos a caracteristicii reale de transfer (paralel, cu caracteristica ideală de transfer) cu o cantitate constantă pentru toate nivelurile de ieșire, egală cu tensiunea de offset (fig. 5.20).

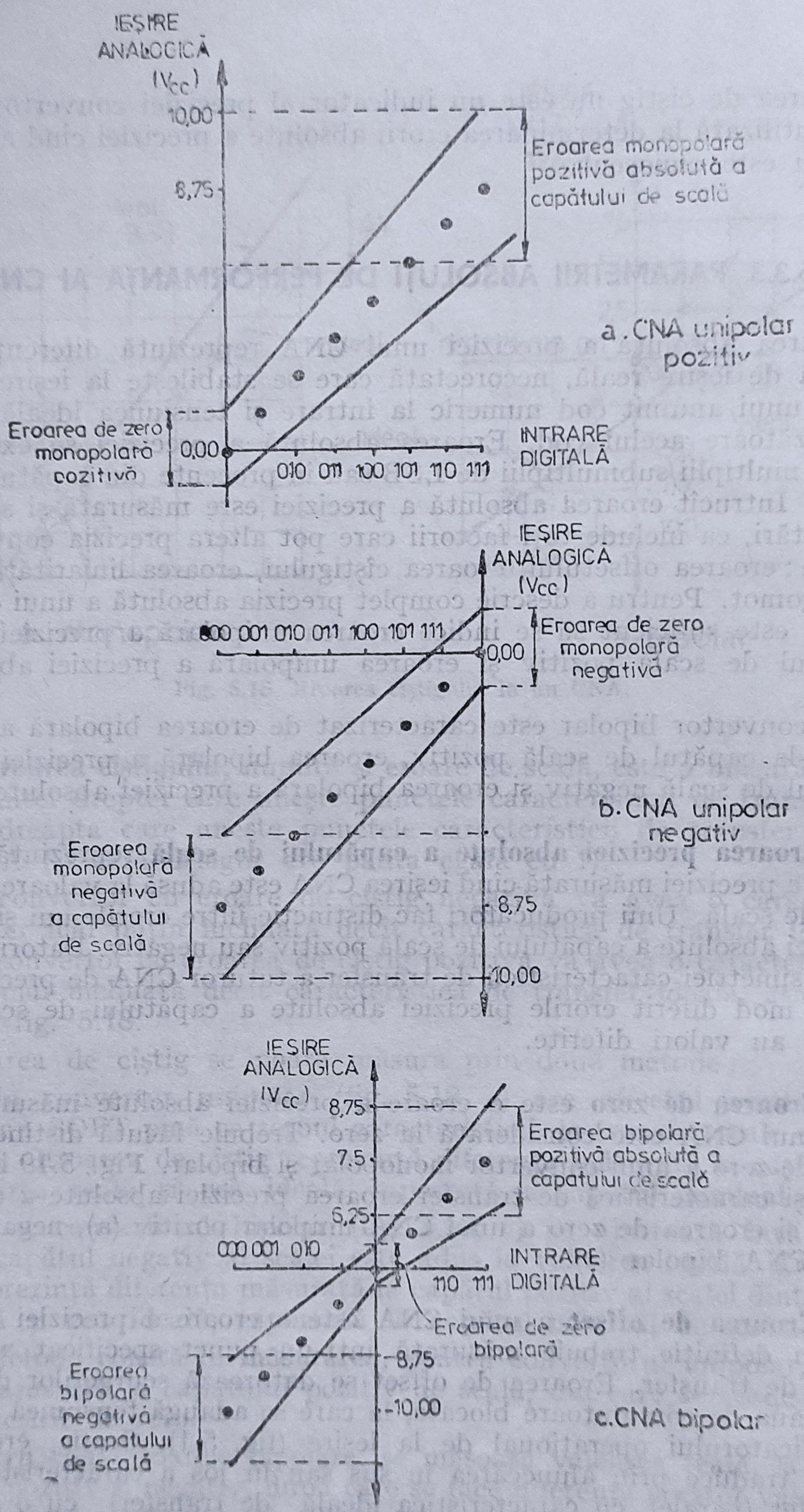


Fig. 5.19. Eroarea absolută a capătului de scală şi eroarea de zero a unui CNA unipolar pozitiv (a), unipolar negativ (b) şi a unui CNA bipolar (c).

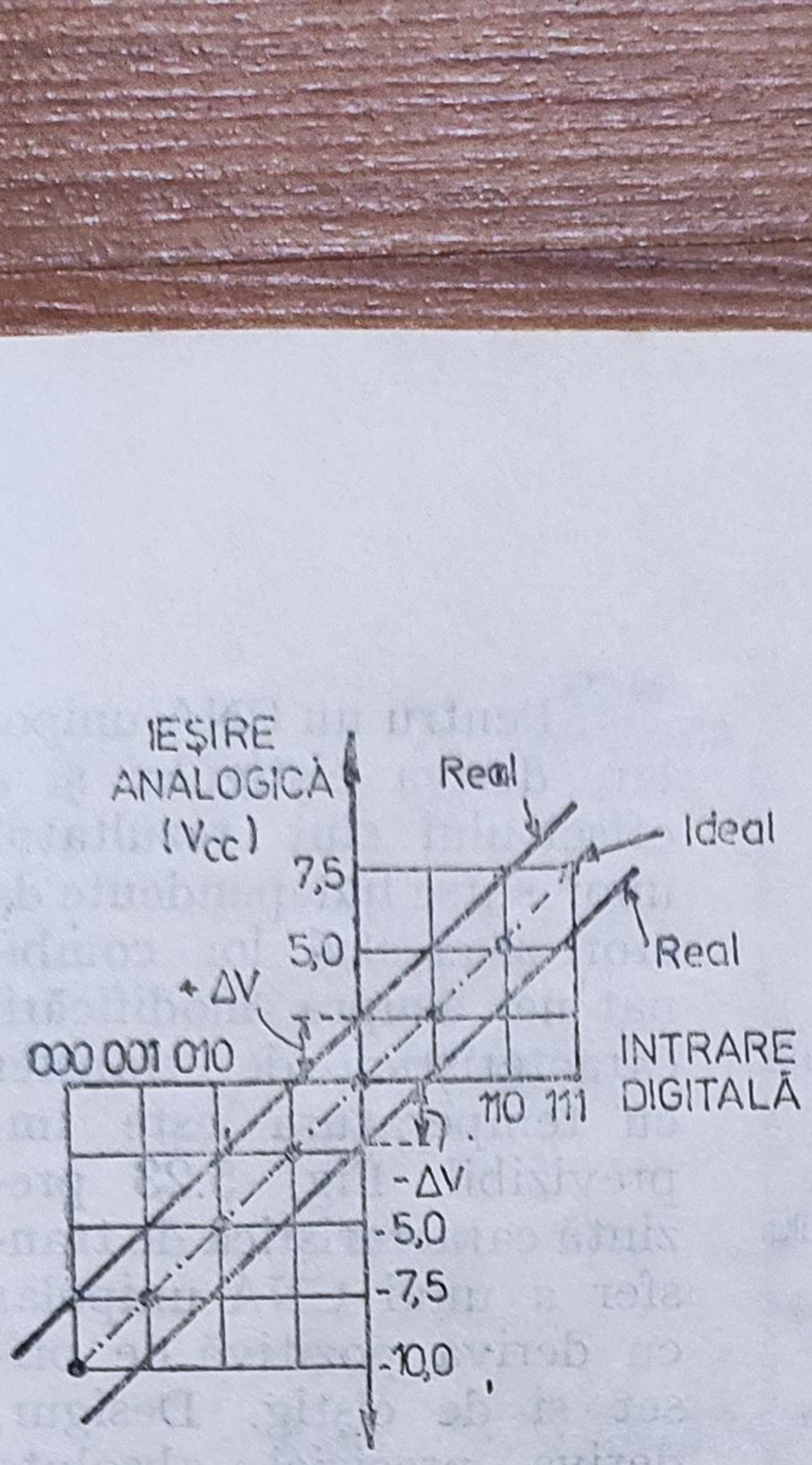


Fig. 5.20. Eroarea de offset la un CNA.

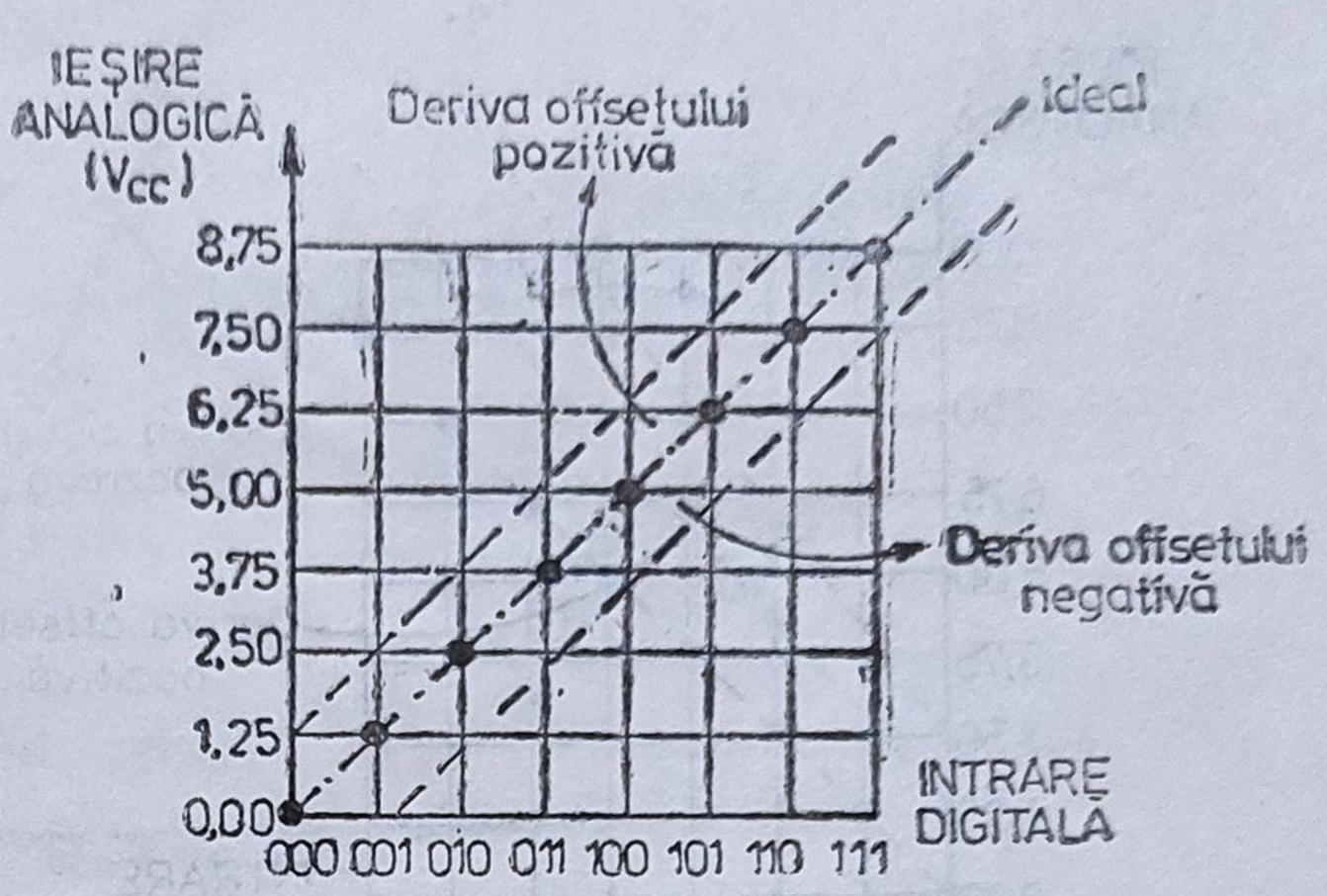


Fig. 5.21. Deplasarea caracteristicii de transfer a unui CNA datorită derivei offsetului.

Trebuie făcută distincție netă între eroarea de offset și eroarea de zero a CNA monopolare (chiar dacă amîndouă se măsoară în originea caracteristicii de transfer) și între eroarea de offset și eroarea absolută a capătului de scală la CNA bipolar (chiar dacă amîndouă se măsoară la extremitățile capătului de scală). Eroarea de offset se exprimă de obicei în LSB sau procente din capătul de scală.

4. **Deriva offset-ului și a cîștigului cu temperatura.** Creșterea temperaturii are ca efect modificarea offsetului, deriva produsă exprimîndu-se în ppm din capătul de scală/°C. Dacă un CNA are la temperatura camerei $T_0 = 25°$ eroarea de offset $\varepsilon_{offset}(T_0)\%$ din capătul de scală și o derivă a offset-ului cu temperatura CT_{offset} (ppm din capătul de scală/°C), atunci eroarea totală de offset la o temperatură T va fi:

$$\varepsilon_{offset}(T) = \varepsilon_{offset}(T_0) \pm \Delta T \cdot CT_{offset}. \tag{5.3}$$

Așadar, modificarea temperaturii are ca efect, datorită derivei offsetului, o deplasare a caracteristicii de transfer paralel cu ea însăși, așa cum se arată în fig. 5.21.

Deriva cîștigului cu temperatura măsurată în ppm/°C are ca efect rotirea caracteristicii de transfer a unui CNA în jurul punctului în care se produce eroarea de offset ca în fig. 5.22.

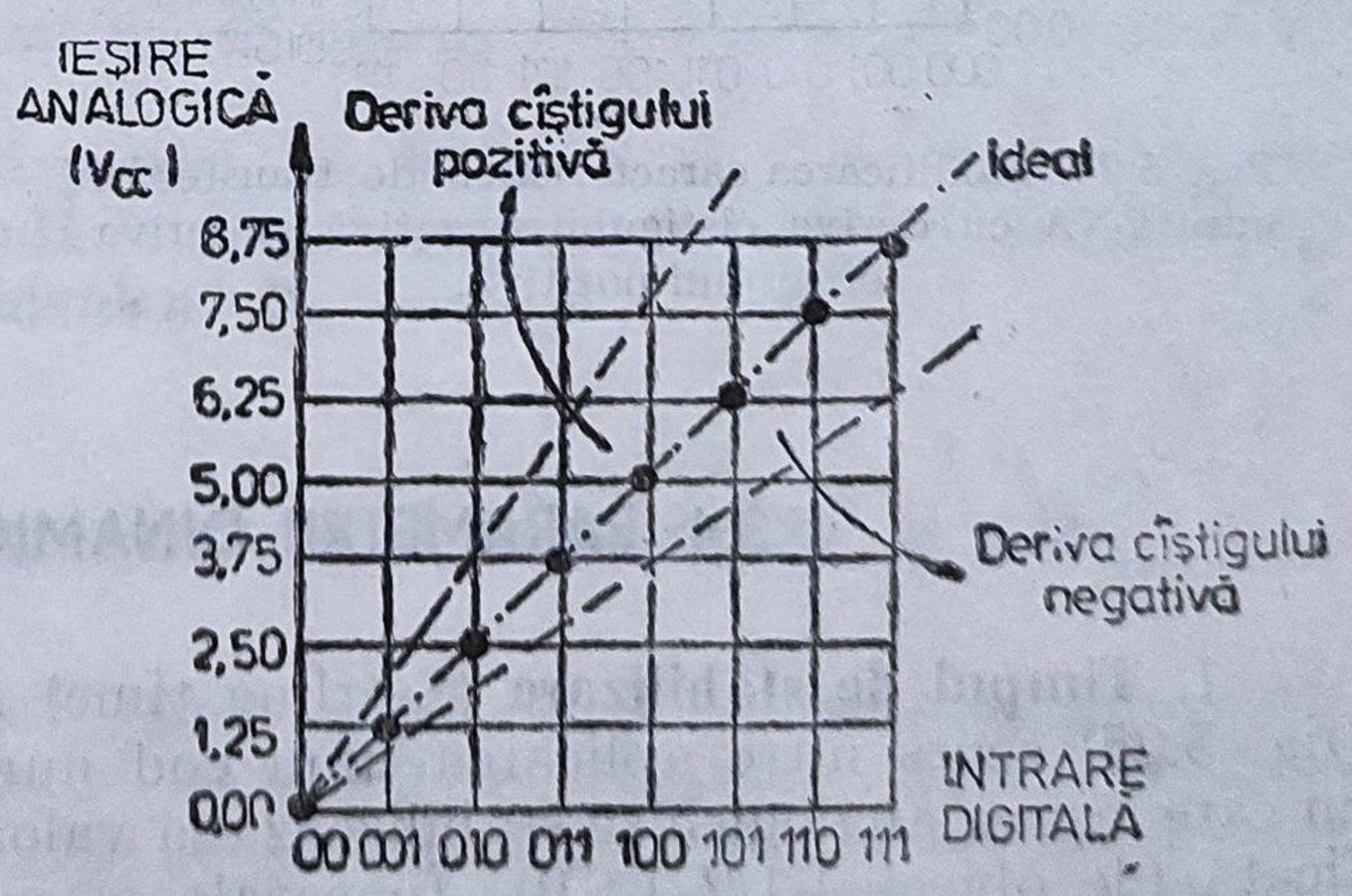


Fig. 5.22. Rotirea caracteristicii de tansfer a unui CNA datorită derivei cîștigului.

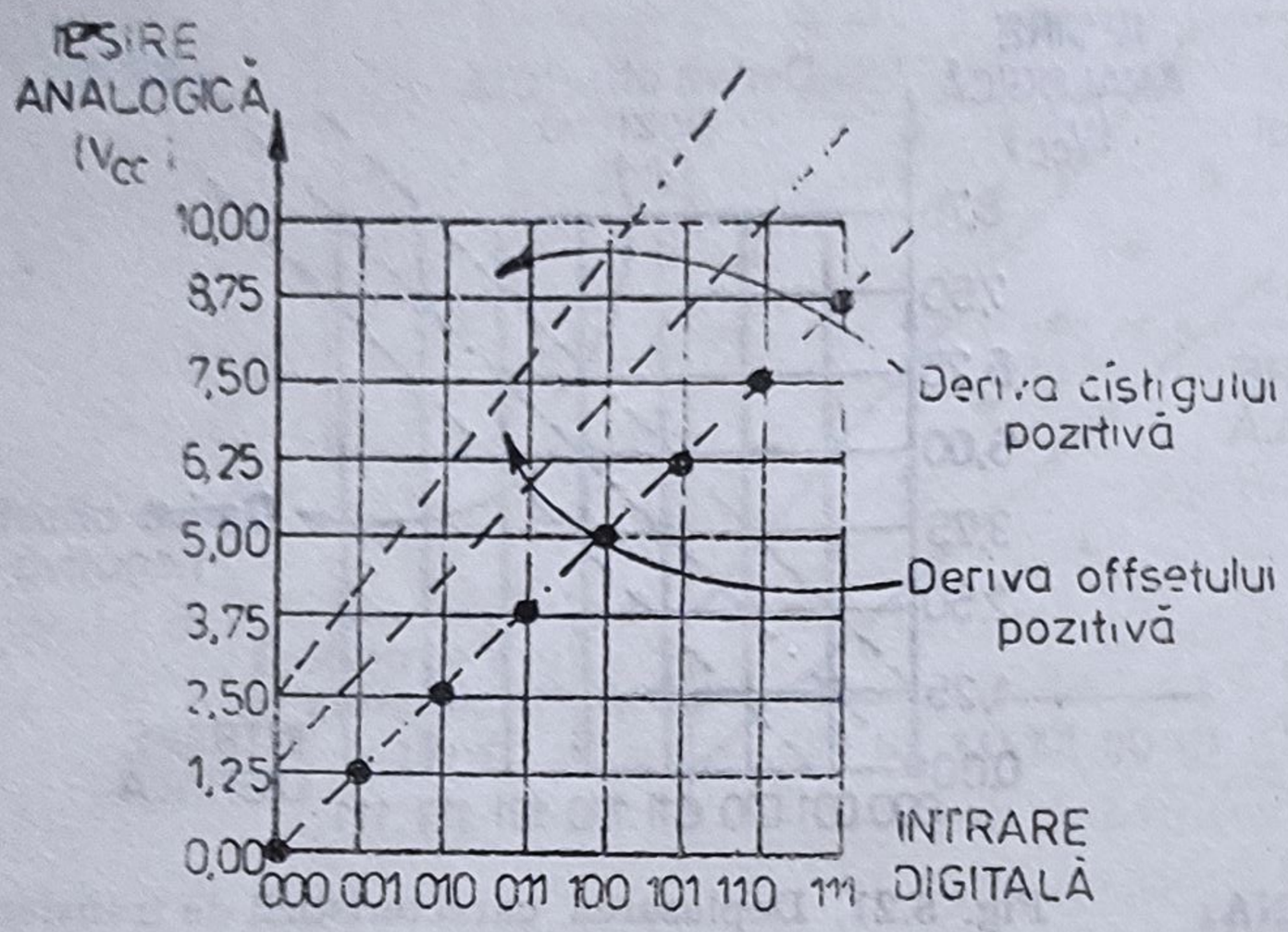


Fig. 5.23. Modificarea caracteristicii de transfer a unui CNA cu deriva de offset și cîștig pozitive.

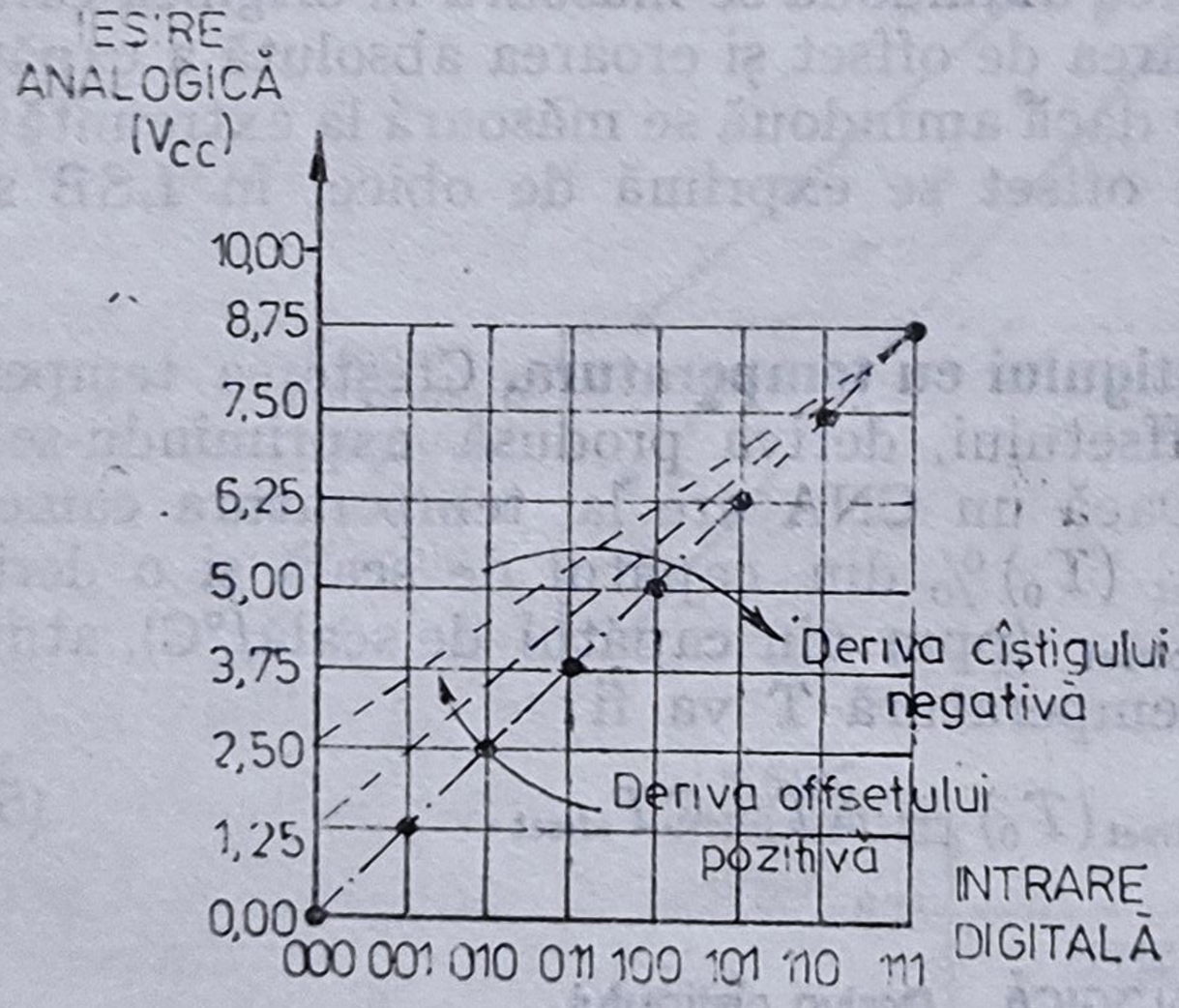


Fig. 5.24. Modificarea caracteristicii de transfer a unui CNA cu deriva cîștigului negativă și deriva offsetului pozitivă.

Pentru un CNA unipolar, deriva cîștigului și a offset-ului sînt rezultatul unor surse independente de erori și efectul lor combinat net asupra modificării caracteristicii de transfer cu temperatura este imprevizibil. Fig. 5.23 prezintă caracteristica de transfer a unui CNA unipolar cu deriva pozitivă de offset și de cîștig. Desigur, deriva preciziei absolute este suma derivelor offset-ului și a cîștigului.

În figura 5.24 se prezintă caracteristica de transfer a unui CNA unipolar cu deriva negativă de offset și cu deriva pozitivă a cîștigului, așa încît precizia absolută a capătului de scală rămîne constantă.

Pentru CNA bipolare, deriva offset-ului și a cîștigului cu temperatura interacționează într-o manieră complicată, în urma căreia deriva preciziei absolute rezultă mai mică decît suma algebrică a celor două componente.

5.3.4. PARAMETRII DINAMICI AI CNA

1. **Timpul de stabilizare** (Settling time) reprezintă intervalul de timp (fig. 5.25) scurs între aplicarea unui cod numeric la intrare și momentul în care ieșirea analogică se stabilizează la valoarea finală, cu o eroare specificată (de obicei $\pm 1/2$ LSB). În cataloage se face distincție între timpul de stabilizare al unui CNA monopolar sau bipolar și se prezintă valorile acestui parametru atît pentru cazul în care tranziția are loc de la capătul

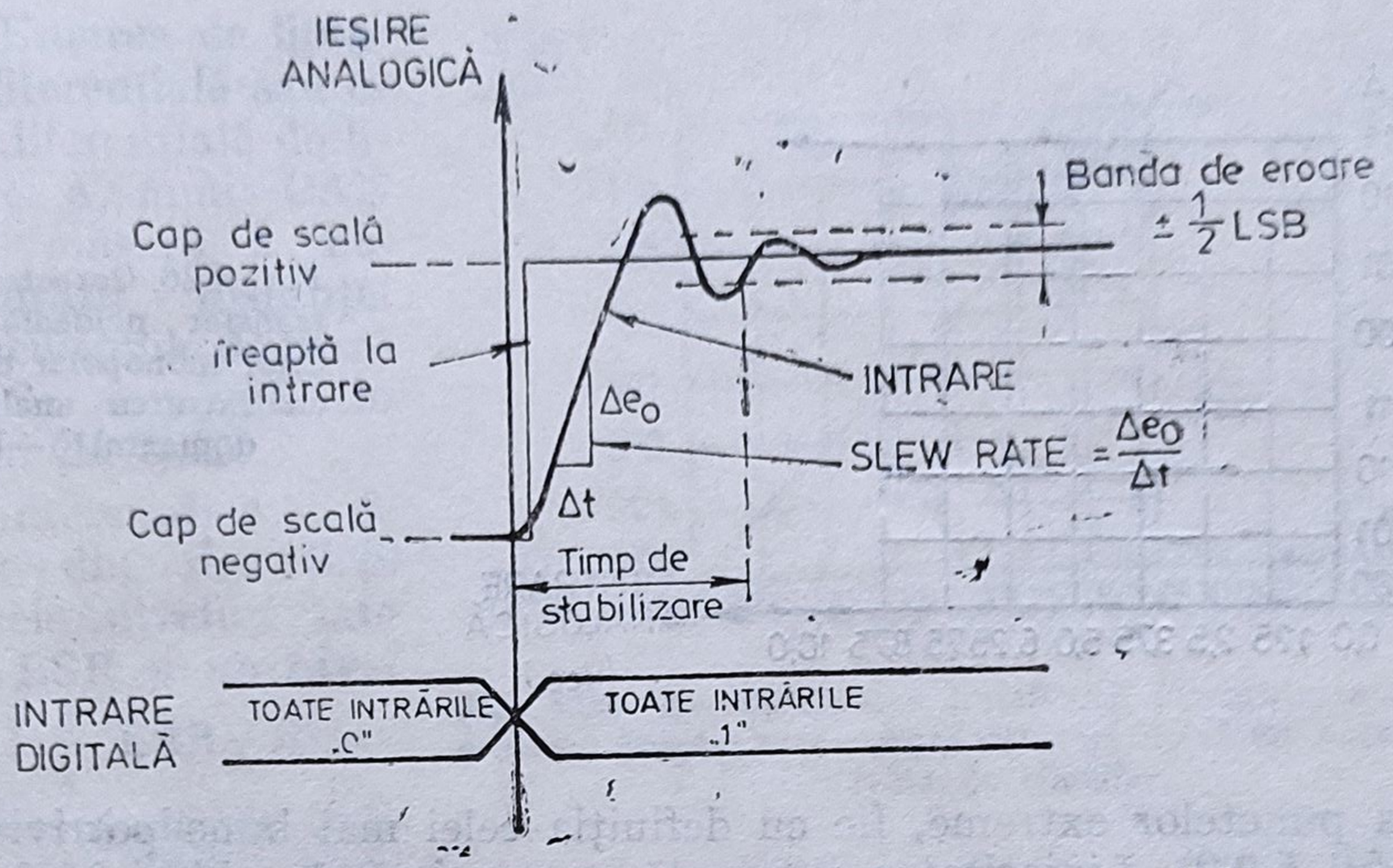


Fig. 5.25. Exemplificarea parametrilor dinamici la un CNA.

negativ de scală (00...0) la bitul cel mai puțin semnificativ (00...01), cît și pentru tranziția de la capătul negativ de scală direct la capătul pozitiv de scală (11...11). Este cel mai important parametru dinamic al unui CNA.

2. **Viteza de variație** (Slew rate) (fig. 5.25) reprezintă viteza maximă de variație a semnalului de ieșire pentru o modificare specificată a codului numeric de intrare (de obicei pentru tranziția între extremitățile capetelor de scală). În cataloage acest parametru dinamic al CNA este de obicei evitat, dacă timpul de stabilizare este corect definit.

3. **Zgomotul total** asociat unui CNA depinde de caracteristicile proprii de zgomot ale amplificatorului de ieșire, de impedanța rețelei rezistive de conversie și de caracteristicile de zgomot ale rețelei de comutatoare electronice.

În cataloage se prezintă pentru un domeniu de frecvență specificat, tensiunea zgomotului de bandă largă echivalentă la ieșire și curentul zgomotului de bandă largă echivalent la ieșire.

5.3.5. PARAMETRII RELATIVI DE PERFORMANȚĂ AI CAN

1. **Eroarea de liniaritate integrală** arată cît de aproape se află punctele reale de tranziție comparativ cu o dreaptă imaginară trasată pe caracteristica de transfer a unui CAN printre aceste puncte. Punctele de tranziție se măsoară la nivelul analogic de intrare, care produce o schimbare a codului numeric de ieșire. Dreapta de referință poate fi trasată fie cu

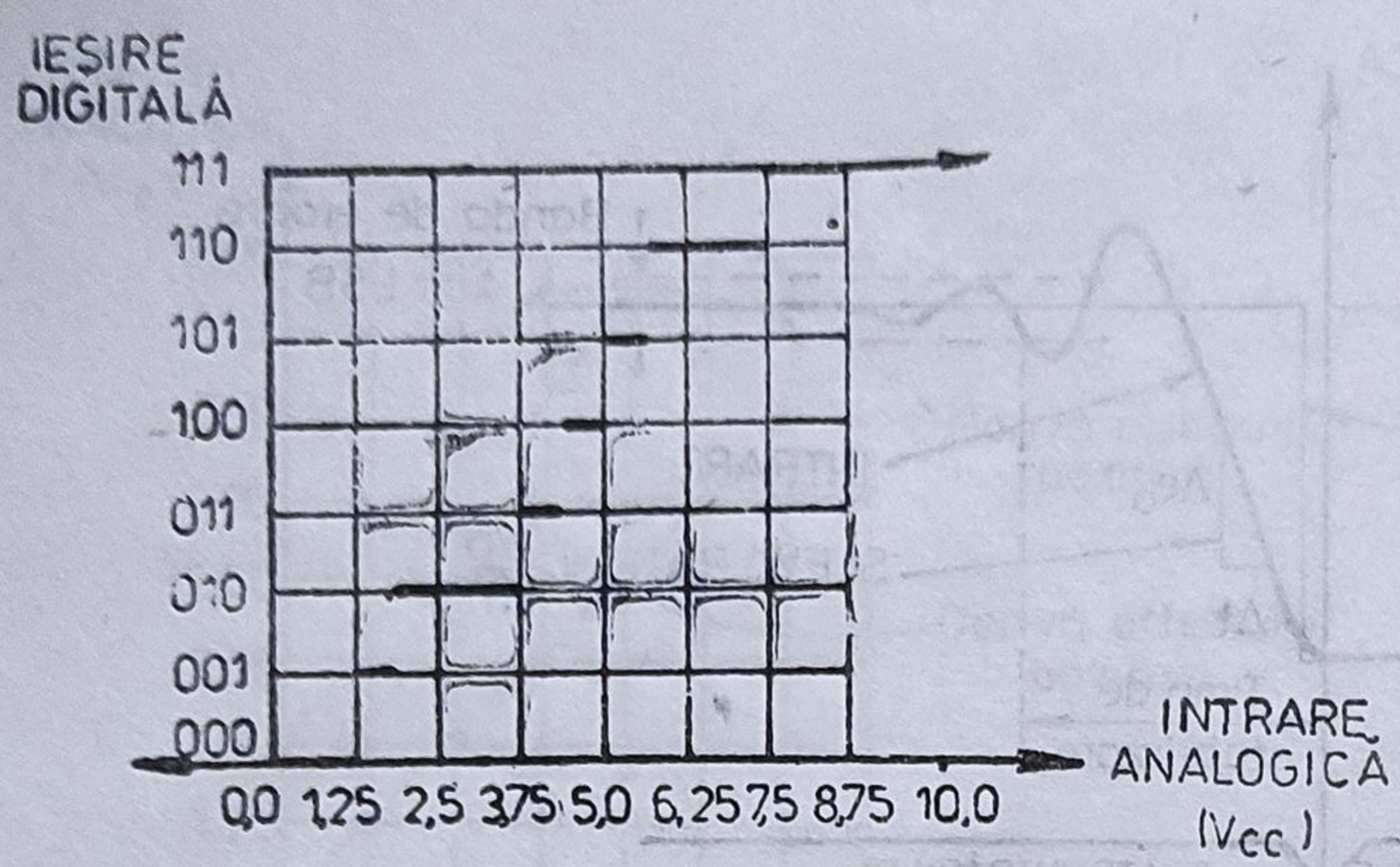


Fig. 5.26. Caracteristica de transfer neideală a unui CAN monopolar de 3 biţi, cu intrarea analogică în domeniul 0—10 V.

definiţia punctelor extreme, fie cu definiţia celei mai bune potriviri (vezi paragraful 5.3.2). Liniaritatea integrală se exprimă de obicei în fracţiuni de LSB, % sau ppm din capătul de scală.

În fig. 5.26 se prezintă o caracteristică de transfer neliniară a unui CAN monopolar cu 3 biţi la ieşire, care acceptă la intrare tensiuni în domeniul 0 — 10 V. Se observă că unele din benzile caracteristicii de transfer sînt mai late decît 1 LSB, iar altele mai înguste. Fig. 5.27 prezintă punctele de tranziţie ale caracteristicii de transfer din fig. 5.26 şi arată că acest CAN are o liniaritate integrală de $\pm 3/8$ LSB, potrivit difiniţiei cu dreapta celei mai bune potriviri.

Unii producători de CAN definesc liniaritatea integrală ca reprezentînd devierea punctelor de tranziţie din mijlocul caracteristicii de transfer de la o linie dreaptă trasată printre ele. Considerăm ca inacceptabil acest mod de specificare a liniarităţii integrale a unui CAN, deoarece trasînd o linie dreaptă prin centrele nivelurilor caracteristicii de transfer din fig. 5.26, aşa cum se arată în fig. 5.28, se ajunge la concluzia eronată că acest CAN ar avea liniaritate integrală perfectă.

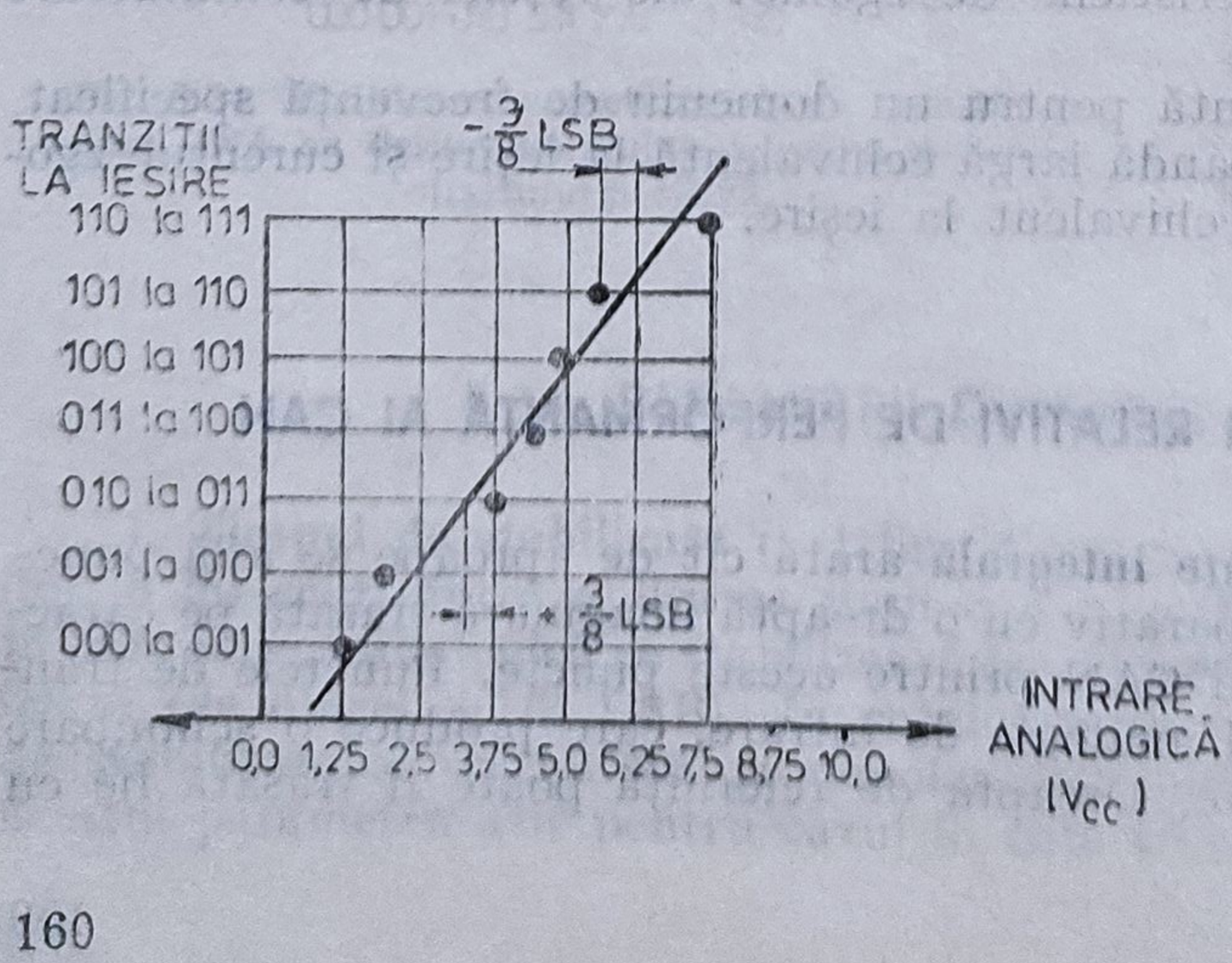


Fig. 5.27. Exemplificarea liniarităţii integrale la un CAN conform dreptei celei mai potrivite.

2. **Eroarea de liniaritate diferențială** sau eroarea diferențială de liniaritate a unui CAN este o măsură a neuniformității distanței dintre tensiunile de tranziție. Se exprimă în fracțiuni de LSB.

Caracteristica de transfer din fig. 5.29 are unele niveluri late de 1/4 LSB și un nivel lat de $1\frac{3}{4}$ LSB. Eroarea diferențială de liniaritate este deci pentru acest convertor $\pm$ 3/4 LSB.

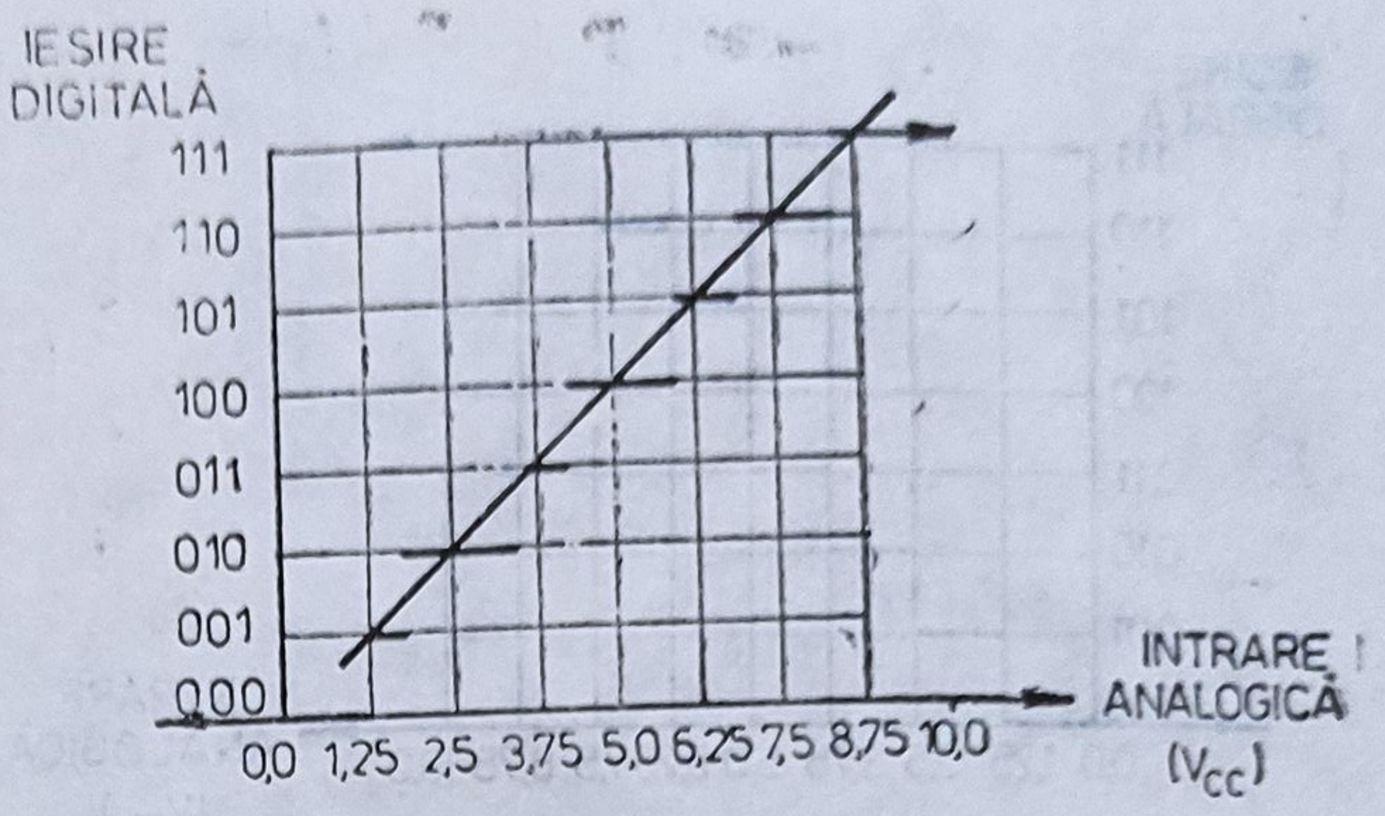


Fig. 5.28. Exemplificarea liniarității integrale la un CAN, conform dreptei care unește centrele nivelelor caracteristicii reale de transfer.

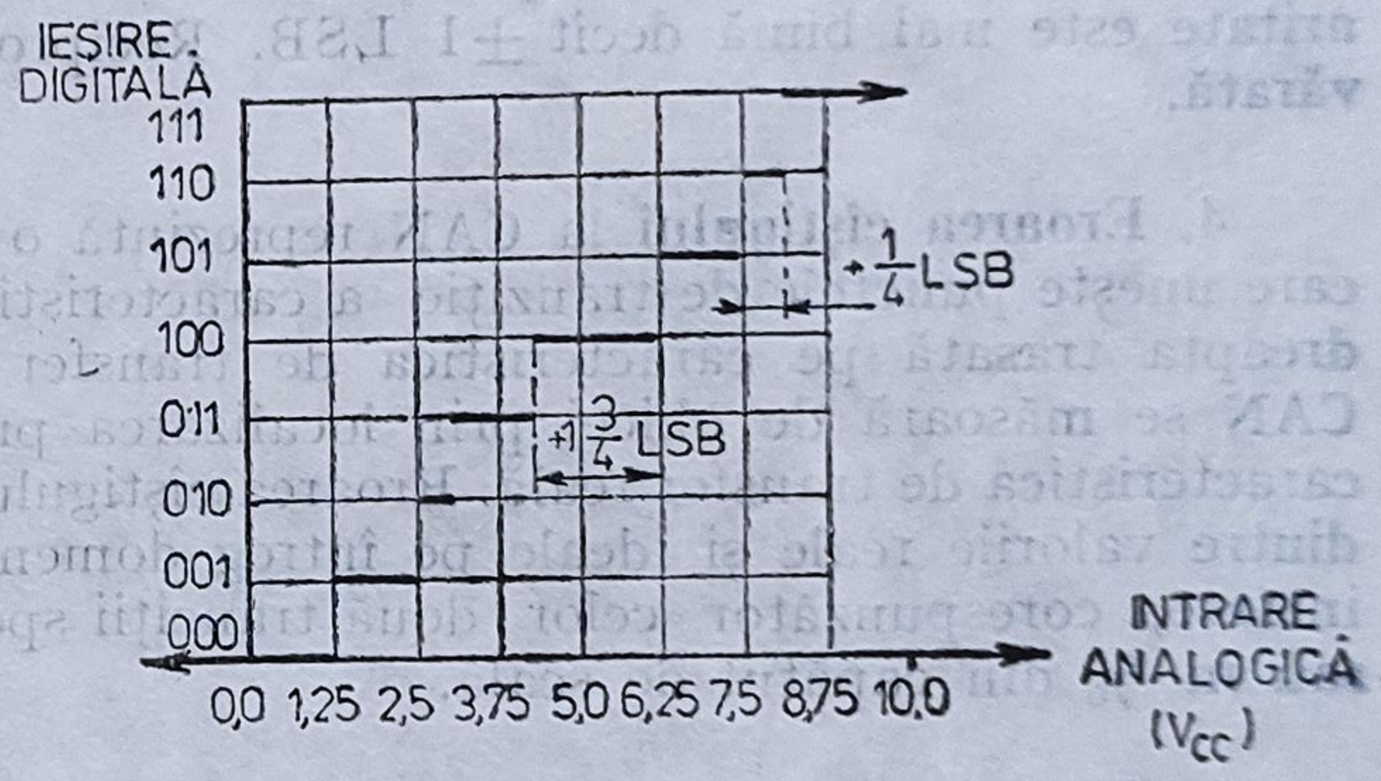


Fig. 5.29. Exemplificarea erorii diferențiale de liniaritate la un CAN.

Ca și la CNA, în cazul CAN o eroare integrală de liniaritate mai bună de $\pm$1/2 LSB prin oricare definiție garantează că eroarea diferențială de liniaritate va fi mai bună decît $\pm$1 LSB. Eroarea diferențială de liniaritate maximă nu furnizează însă informații despre eroarea integrală de liniaritate maximă. Dacă eroarea diferențială de liniaritate este 1 LSB, este posibil ca unele niveluri să fie late de 2 LSB, iar altele să aibă 0 LSB, ceea ce înseamnă că acest convertor poate pierde coduri.

3. **Fără coduri lipsă** reprezintă pentru un CAN, ceea ce semnifică monotonia la CNA. Pentru CAN cu aproximări succesive nu este necesar să se specifice monotonia, deoarece ele sînt monotone prin proiectare. Dacă tensiunea de intrare crește, va crește și codul numeric de ieșire. Se pune desigur întrebarea cît de mult crește și dacă este posibil să se piardă coduri la ieșire.

Dacă se analizează caracteristica de transfer a unui CAN din fig. 5.30, se observă că atunci cînd tensiunea de intrare ajunge la 3,75 V, codul de ieșire devine 011. Codul stabilit rămîne neschimbat, în timp ce tensiunea de intrare crește la +5,0 V. Acum codul de ieșire s-a modificat la valoarea 101, ceea ce arată că a fost scăpat codul 100.

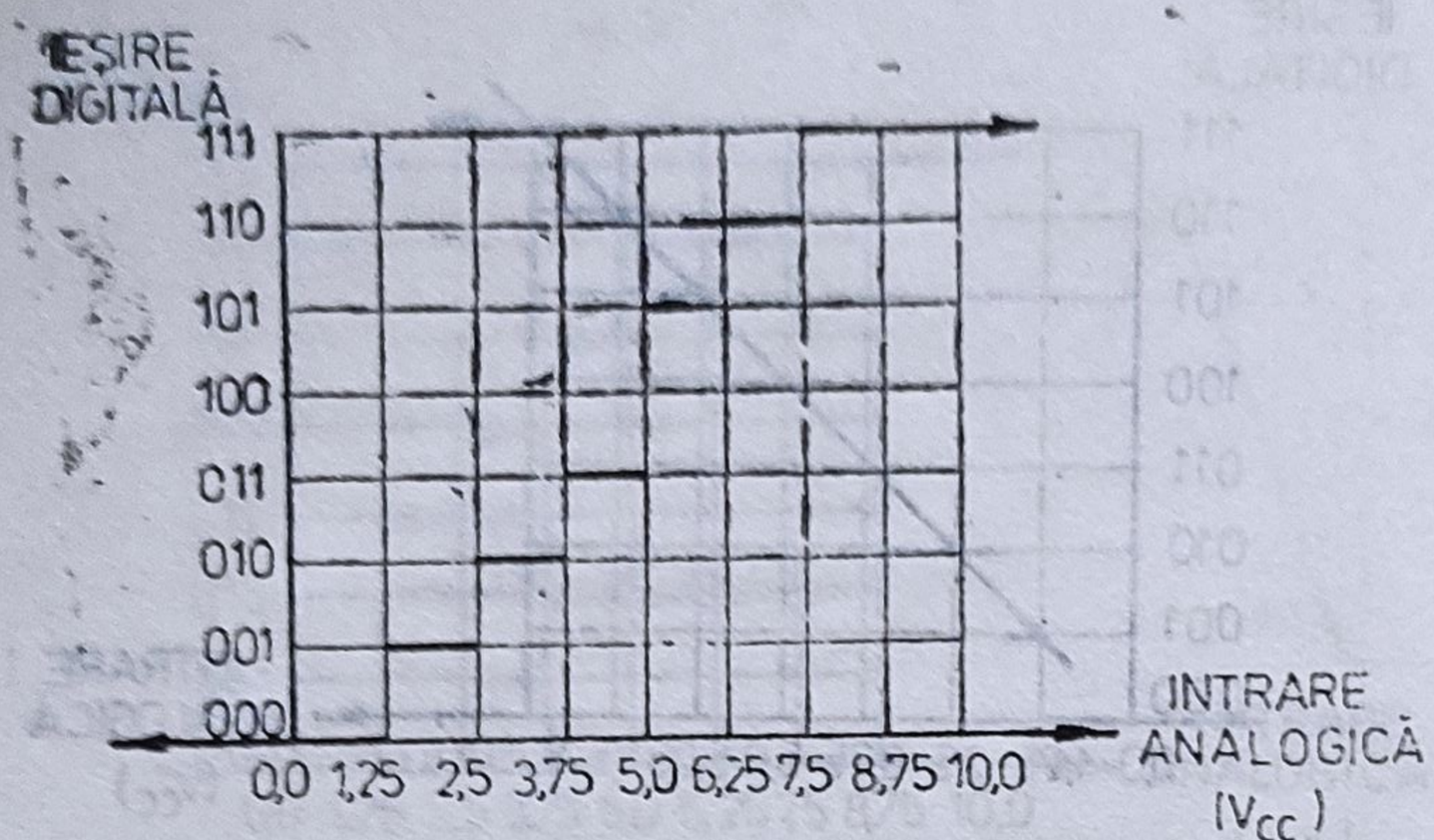


Fig. 5.30. Caracteristica de transfer reală a unui CAN cu codul 100 lipsă.

Un CAN cu aproximări succesive scapă coduri atunci cînd CNA din componența sa nu este monoton. Ca și monotonia la CNA, fără coduri lipsă la CAN reprezintă mai mult o proprietate decît un parametru. Dacă un convertor cu n biți pierde un cod la tranziția majoră, va fi în realitate un convertor de $n - 1$ biți. Trebuie reținut că $\pm 1/2$ LSB liniaritate integrală garantează că nu lipsesc coduri și că eroarea diferențială de liniaritate este mai bună decît ± 1 LSB. Reciproca nu este totdeauna adevărată.

4. **Eroarea cîștigului** la CAN reprezintă o măsură a deviației dreptei care unește punctele de tranziție a caracteristicii de transfer reale față de dreapta trasată pe caracteristica de transfer ideală. Eroarea de cîștig la CAN se măsoară de obicei prin localizarea primei și ultimei tranziții pe caracteristica de transfer reală. Eroarea cîștigului se calculează ca diferența dintre valorile reale și ideale pe întreg domeniul tensiunilor analogice de intrare, corespunzător celor două tranziții specificate. Se exprimă în % sau în % din capătul de scală.

5. **Precizia relativă.** Ca parametru, are două întrebuințări:

a) mulți producători îl utilizează pentru a informa utilizatorii de precizia la care se pot aștepta după ce eroarea cîștigului și a offset-ului au fost ajustate la zero,

b) precizia relativă este utilizată uneori în locul parametrului eroare integrală de liniaritate, mai ales pentru convertoarele cu un număr mare de biți disponibili la ieșire.

5.3.6. PARAMETRII ABSOLUȚI DE PERFORMANȚĂ AI CAN

1. **Eroarea absolută de conversie** a unui CAN reprezintă diferența dintre valoarea reală a mărimii analogice de intrare la care se produce o tranziție digitală dată și valoarea mărimii analogice de intrare la care ar trebui să aibă loc tranziția pe caracteristica ideală de transfer. Uzual, eroarea absolută de conversie se exprimă în fracțiuni de LSB sau în % din capătul de scală. Precizia absolută a unui CAN informează utilizatorul despre precizia convertorului fără ajustări preliminare, pe cînd precizia

relativă indică precizia convertorului după ce au fost ajustate cîştigul şi offset-ul. Precizia absolută este de obicei însoţită de indicaţii asupra punctului de pe caracteristica de transfer şi pentru ce tranziţie a ieşirii a fost măsurată. Dacă astfel de specificaţii lipsesc, se poate înţelege că eroarea absolută de conversie se referă la tot domeniul de conversie şi se aplică oricărei tranziţii. Deoarece eroarea absolută de conversie este măsurată şi se specifică fără ajustări, ea include toţi factorii care pot afecta precizia de conversie în punctul de măsură : eroarea de offset, de cîştig, de liniaritate şi de zgomot.

2. **Eroarea absolută de conversie a capătului de scală** — reprezintă eroarea absolută de conversie măsurată pentru tranziţia ieşirii la codul reprezentînd valoarea maximă a mărimii de intrare. Dacă acest cod reprezintă capătul pozitiv al scălii, se utilizează exprimarea de „ultima tranziţie", iar dacă reprezintă capătul negativ al scălii se utilizează exprimarea de „prima tranziţie". De obicei se face distincţie între eroarea absolută de conversie pentru capătul pozitiv/negativ al scălii convertorului ce operează unipolar/bipolar (fig. 5.31). Aceste erori se prezintă separat, dacă au valori diferite.

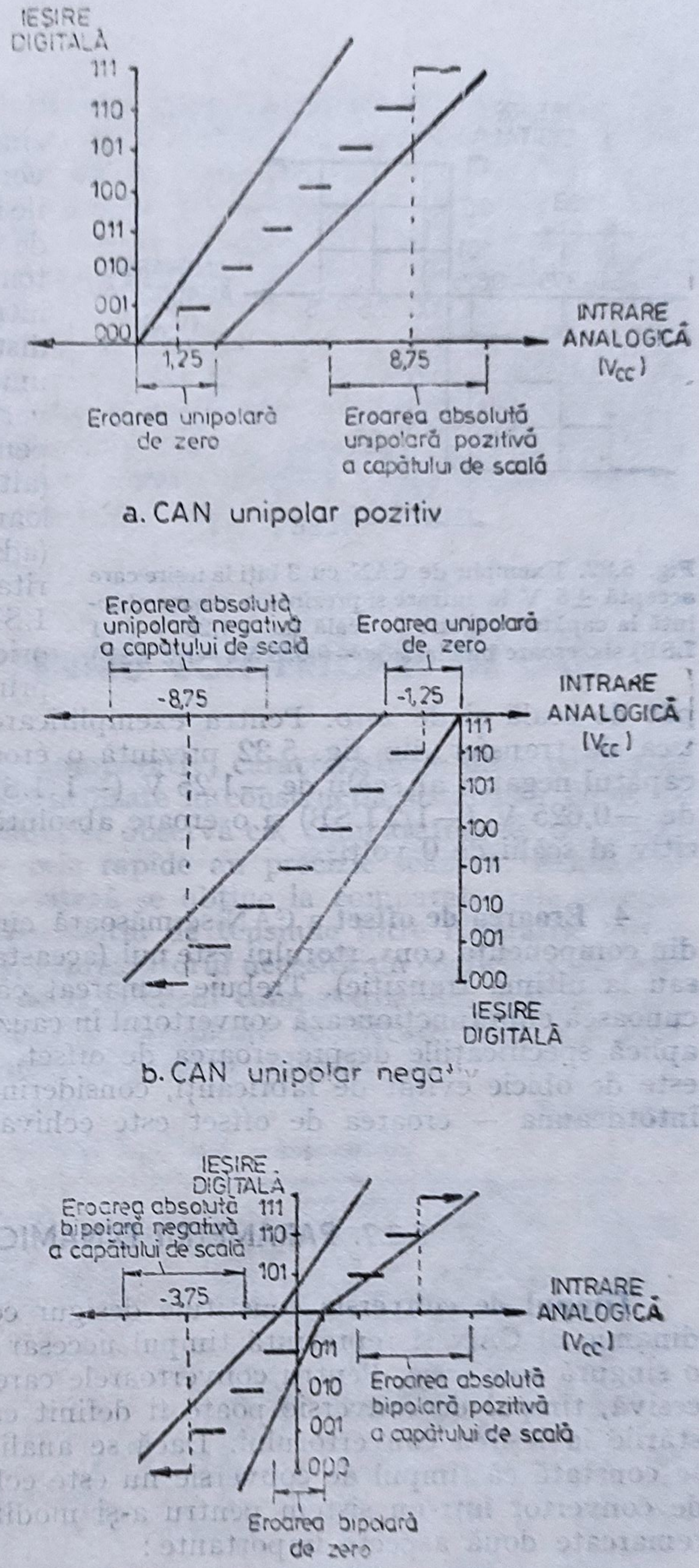


Fig. 5.31. Exemplificarea erorii absolute la capăt de scală şi a erorii de zero a unui CAN.

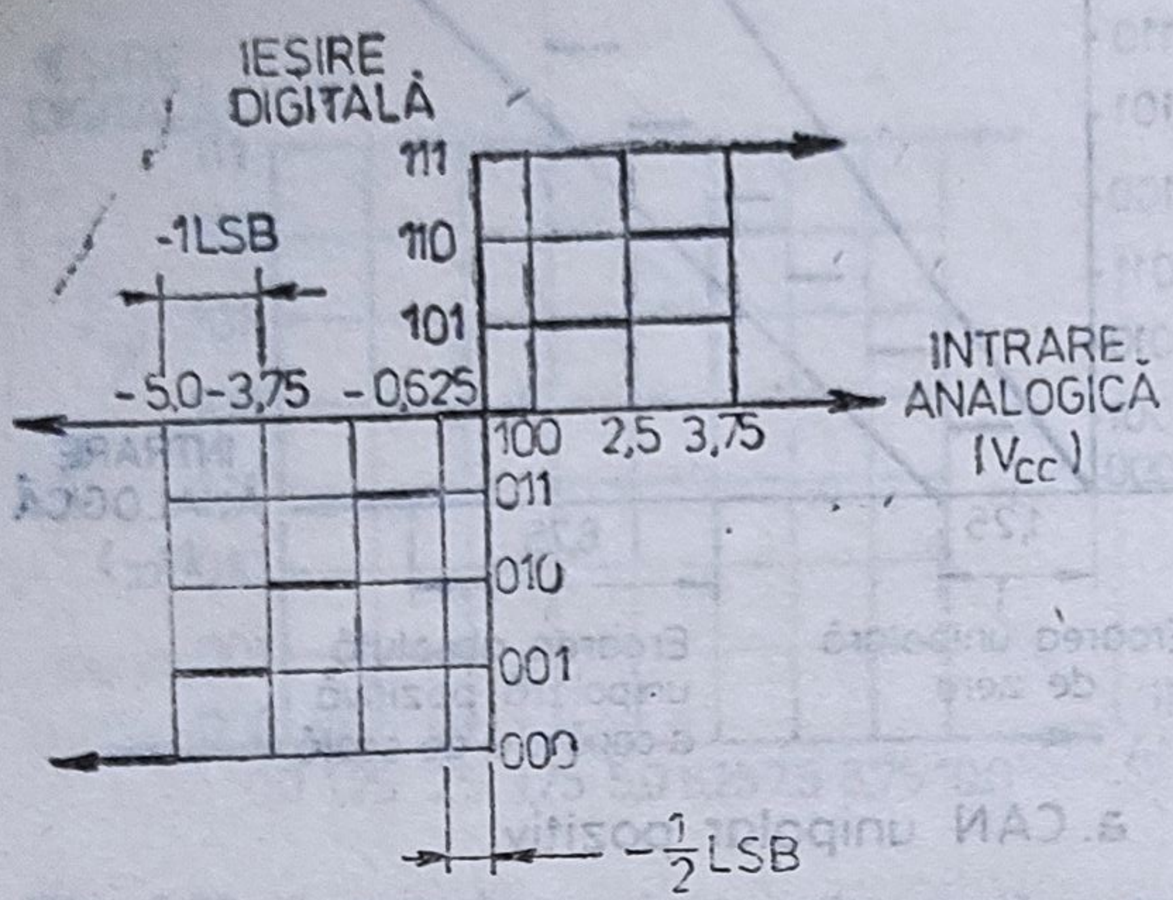


Fig. 5.32. Exemplu de CAN cu 3 biți la ieșire care acceptă ±5 V la intrare și prezintă o eroare absolută la capătul negativ de scală de −1,25 V (−1 LSB) și o eroare bipolară de −0,625 V (−1/2 LSB).

3. **Eroarea de zero** — reprezintă eroarea absolută de conversie măsurată pentru tranzițiile ieșirii care aduc codul numeric de ieșire la valoarea corespunzătoare tensiunii nule aplicată la intrare. Se face, de asemenea, distincție între eroarea de zero unipolară sau bipolară la convertoarele care au valori diferite pentru aceste două specificații (altfel se indică o singură valoare). Dacă un CAN este liniar (adică eroarea integrală de liniaritate este mai mică decît ±1/2 LSB), precizia absolută pentru orice tranziție poate fi obținută prin interpolarea erorilor de capăt de scală și de zero. Pentru exemplificare, convertorul cu caracteristica de transfer din fig. 5.32 prezintă o eroare absolută de conversie la capătul negativ al scălii de −1,25 V (−1 LSB), o eroare de zero bipolar de −0,625 V (−1/2 LSB) și o eroare absolută de conversie la capătul pozitiv al scălii de 0 volți.

4. **Eroarea de offset** a CAN se măsoară cînd curentul furnizat de CNA din componența convertorului este nul (aceasta se poate întîmpla la prima sau la ultima tranziție). Trebuie remarcat că utilizatorul este obligat să cunoască cum funcționează convertorul în cauză pentru a se edifica unde se aplică specificațiile despre eroarea de offset. Ca urmare, acest parametru este de obicie evitat de fabricanți, considerîndu-se că frecvent — dar nu întotdeauna — eroarea de offset este echivalentă cu eroarea de zero.

5.3.7. PARAMETRII DINAMICI AI CAN

Timpul de conversie constituie desigur cel mai important parametru dinamic al CAN și reprezintă timpul necesar unui CAN pentru a efectua o singură conversie. Pentru convertoarele care utilizează aproximarea succesivă, timpul de conversie poate fi definit ca întîrzierea cu care comută stările la ieșirea convertorului. Dacă se analizează diagrama din fig. 5.3, se constată că timpul de conversie nu este echivalent cu timpul consumat de convertor într-un sistem pentru a-și modifica stările la ieșire. Trebuie remarcate două aspecte importante:

a) pentru o mare parte din CAN de tipul cu aproximări succesive, datele la ieșire nu sînt disponibile în momentul cînd linia de validare date indică sfîrșitul conversiei. Anomalia se datorează timpilor diferiți de propagare în stările „1" și „0" și ca urmare cel mai puțin semnificativ bit

capătă valoarea finală cu o întîrziere (uzual, zeci de ns). Întîrzierea produsă trebuie luată în considerare, dacă LSB este utilizat pentru a stroba un registru care încarcă datele de la ieşire.

b) Multe tipuri de CAN nu pornesc în momentul în care soseşte semnalul de start. Unele dintre ele aduc la 1 (altele la 0) stările la ieşire pe frontul crescător al tactului următor, după ce semnalul de start şi-a schimbat nivelul (uzual, zeci de ns).

Rezultatul net al timpilor de setare (resetare) şi al întîrzierilor celui mai puţin semnificativ bit este pierderea în mod practic a unei perioade de tact între fixarea stărilor la ieşire şi momentul în care datele vor putea fi preluate. Ca urmare, utilizatorul trebuie informat că toate CAN cu aproximare succesivă care cer tact extern necesită o frecvenţă precisă şi stabilă, pentru a obţine cel mai rapid timp de conversie.

5.4. COMPARATOARE PENTRU CONVERTOARE DE DATE

În tabelul 5.3 se prezintă, comparativ, caracteristicile unor comparatoare reprezentative [8, 13, 15] utilizate în construcţia sistemelor de achiziţii de date. Din analiza tabelului se observă că, comparatoarele de înaltă precizie sînt relativ lente, iar cele rapide au precizie scăzută. Realizarea unui compromis bun precizie—viteză se obţine la comparatoarele compatibile cu scheme ECL. Deoarece saltul de tensiune între nivelurile logice este de numai 0,8 V, rezultă că, comparatorul necesită un coeficient de amplificare de cca 3 ori mai mic decît în cazul comparatoarelor pentru niveluri TTL şi totodată, datorită unei impedanţe de intrare mult mai mici se pot obţine în final viteze mari la precizii ridicate.

Tabelul 5.3.

Caracteristicile electrice ale unor comparatoare

TIPUL COMPARATORULUI	GAMA TEMPERATURILOR DE FUNCŢIONARE	FAN-OUT DTL şi TTL	CURENT DE INTRARE [μA]	CURENT DECALAJ LA INTRARE [μA]	TENSIUNE DE DECALAJ LA INTRARE [mV]	TIMP DE RASPUNS [ns]
LM 710	militar	1	20	3	2	40
LM 710 C	comercial	1	25	5	5	40
LM 711	militar	1	75	10	2,5	40
LM 711 C	comercial	1	100	15	5	40
LM 106	militar	10	20	3	20	40
LM 111 PRECIS	militar	5	0,1	0,04	0,7	200
LM 119	militar	2	0,5	0,075	4	80
LM 161 RAPID	militar	2	10	2	2	12

5.4.1. ÎMBUNĂTĂȚIRI ADUSE COMPARATOARELOR MONOLITICE

O problemă importantă care a trebuit rezolvată la comparatoarele destinate convertoarelor de date a constituit-o reducerea nivelului curenților de intrare, o dată cu extinderea domeniului tensiunilor de intrare sinfazice și diferențiale. Acest deziderat, precum și obținerea unui cîștig mare, la consum redus, au fost realizate prin utilizarea a două procedee:

— aranjament simetric (oglinda de curent) pentru reducerea curentului de intrare,

— aranjament în „zigzag" pentru obținerea unui cîștig mare la consum redus.

În fig. 5.33 este prezentată oglinda de curent de la intrarea comparatorului IC 548 [13].

Tranzistorul T_4 are curentul de colector egal cu curentul de colector al tranzistorului T_1. Prin urmare curentul I_0, forțat de T_5, care este comandat de oglinda T_3, T_4, va fi egal cu I_{B2} și implicit cu I_{B1}.

Coeficientul de transmisie al oglinzii [11]

$$K = \frac{I_0}{I_{B2}} = 1 - \varepsilon = 0{,}946, \tag{5.4}$$

cu

$$\varepsilon = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} = 0{,}054, \tag{5.5}$$

considerînd $\beta = 5$ pentru tranzistorul T_5.

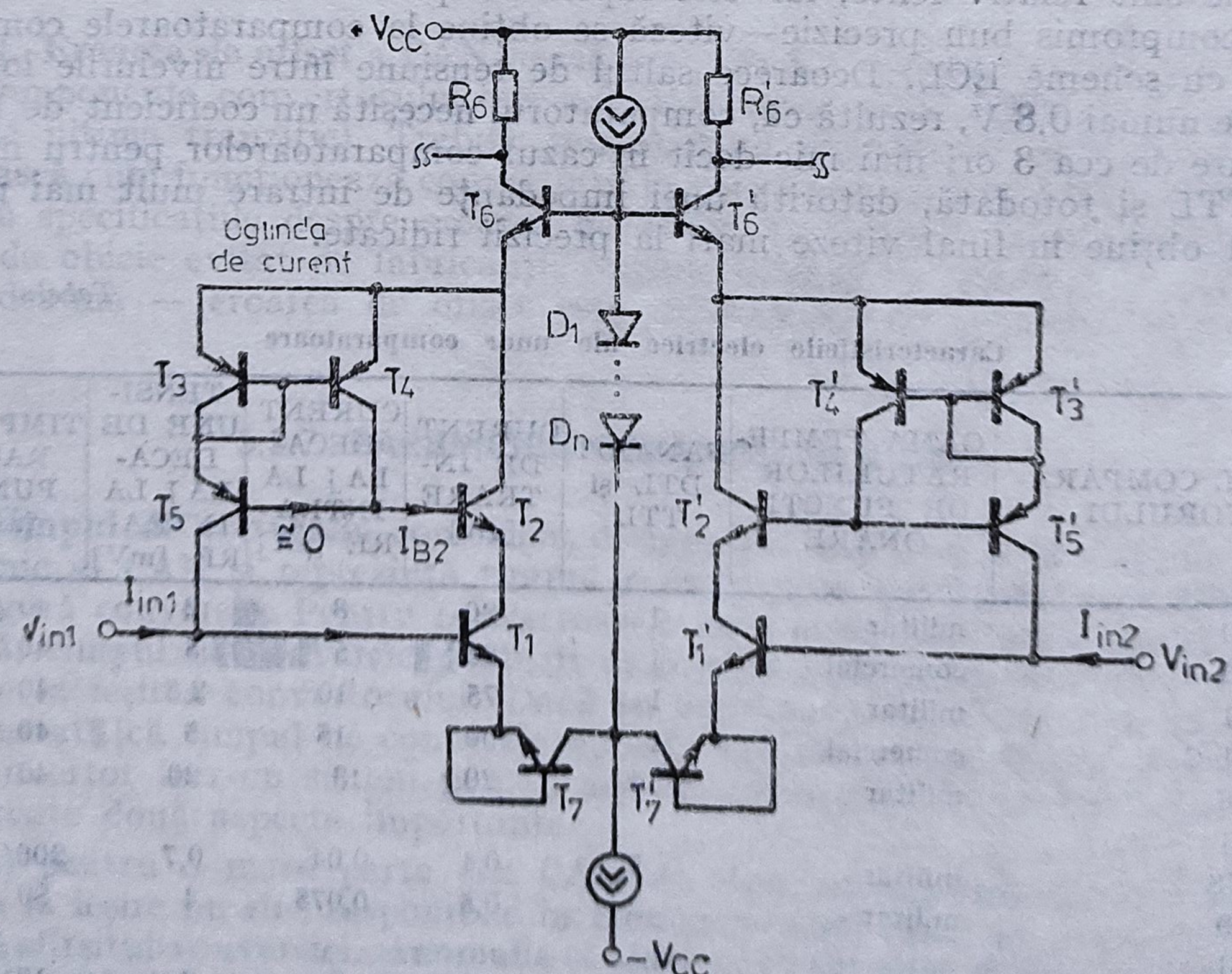


Fig. 5.33. Etaj de intrare cu oglindă de curent la comparatorul IC 548.

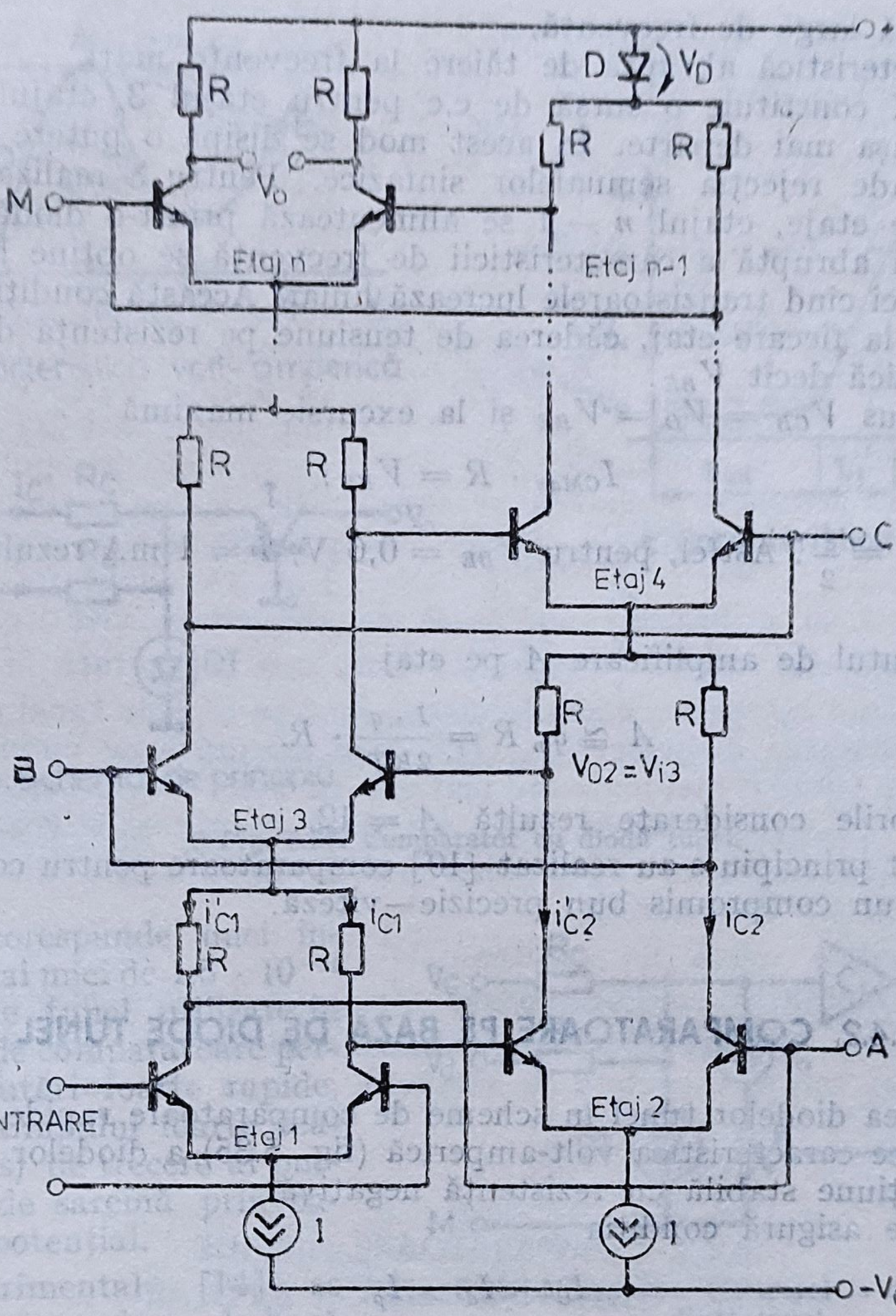


Fig. 5.34. Comparator cu aranjament în zigzag pentru etajele de intrare.

Curentul I_{in1} rezultă foarte mic (0,1—0,8) μA (pentru a obține același nivel pentru curentul de intrare ar fi necesară utilizarea de tranzistori T_1 și T_1' cu β foarte mare, ceea ce complică foarte mult procesul tehnologic). Perechea de tranzistoare T_6, T_6', ca sarcină activă pentru T_1, T_1', asigură rejecția tensiunilor sinfazice de la intrare, iar tranzistoarele T_7, T_7' rejectează tensiunile diferențiale.

În fig. 5.34 este prezentat schematic modul de realizare a aranjamentului în „zigzag" pentru etajul de intrare a unui comparator, aranjament care asigură:

— amplificare totală mare,

— bandă largă de frecvenţă,
— caracteristică abruptă de tăiere la frecvenţe mari.

Etajul I constituie o sursă de c.c pentru etajul 3, etajul 2 pentru etajul 4 şi aşa mai departe. În acest mod se disipă o putere mică, dar totodată scade rejecţia semnalelor sinfazice. Pentru a realiza decalajul necesar între etaje, etajul $n-1$ se alimentează printr-o diodă.

O pantă abruptă a caracteristicii de frecvenţă se obţine la tensiuni $V_{CB} > 0$, deci cînd tranzistoarele lucrează liniar. Această condiţie se realizează dacă, la fiecare etaj, căderea de tensiune pe rezistenţa de colector va fi mai mică decît V_{BE}.

În repaus $V_{CB} = V_D = V_{BE}$ şi la excursie maximă

$$I_{CMax} \cdot R = V_{BE}, \tag{5.6}$$

deoarece $I_{Co} = \frac{I}{2}$. Astfel, pentru $V_{BE} = 0{,}6$ V, $I = 1$ mA rezultă $R_{Max} = 0{,}6$ kΩ.

Coeficientul de amplificare A pe etaj

$$A \cong q_m R = \frac{I \cdot q}{2KT} \cdot R. \tag{5.7}$$

Pentru valorile considerate rezultă $A = 12$.

Pe acest principiu s-au realizat [10] comparatoare pentru convertoare de date cu un compromis bun precizie—viteză.

5.4.2. COMPARATOARE PE BAZĂ DE DIODE TUNEL

Utilizarea diodelor tunel în scheme de comparatoare rapide este posibilă, deoarece caracteristica volt-amperică (fig. 5.35) a diodelor tunel prezintă o porţiune stabilă cu rezistenţă negativă.

Dacă se asigură condiţia

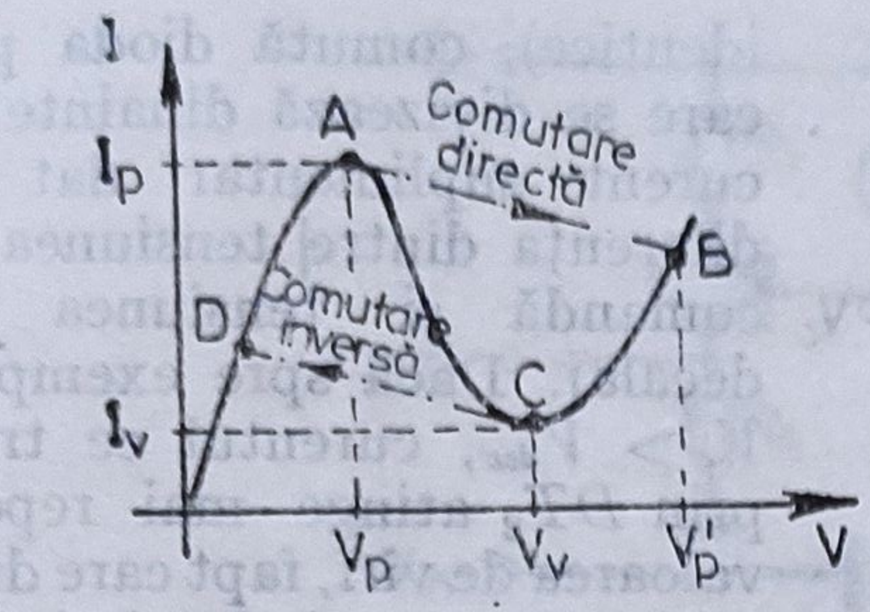
$$I_C + I_d > I_p, \tag{5.8}$$

dioda comută direct, de la A la B. Întrucît comutarea în sens invers are loc de la C la D, apare o histereză.

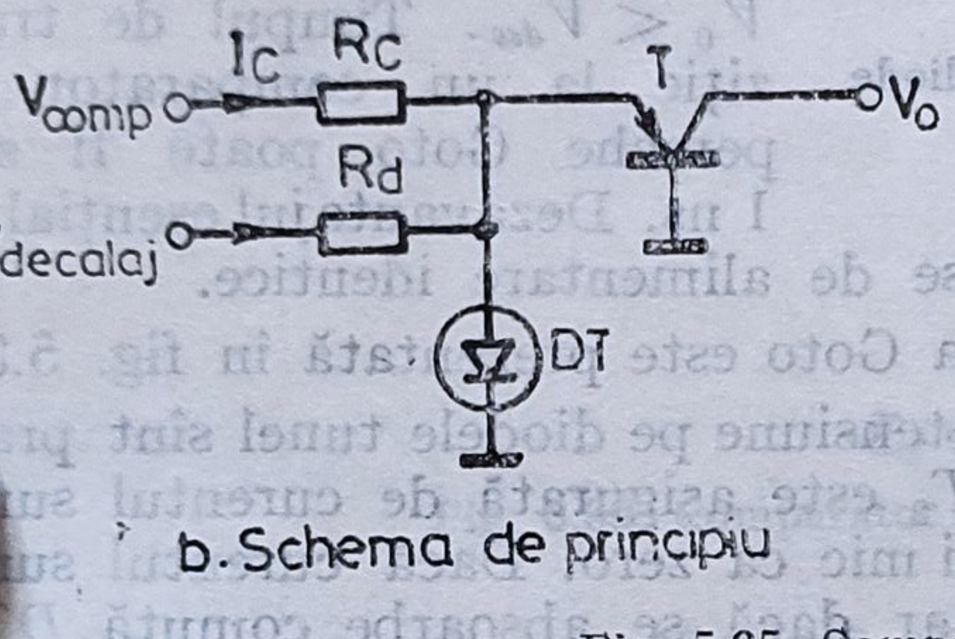
Dacă $I_D > I_V$, schema rămîne în starea comutată după dispariţia semnalului de comandă. Din acest motiv, comparatorul cu diodă tunel îndeplineşte şi funcţia de memorare.

În scopul reducerii histerezei, schema din fig. 5.35, *b* se completează cu un comparator C, ca în fig. 5.36.

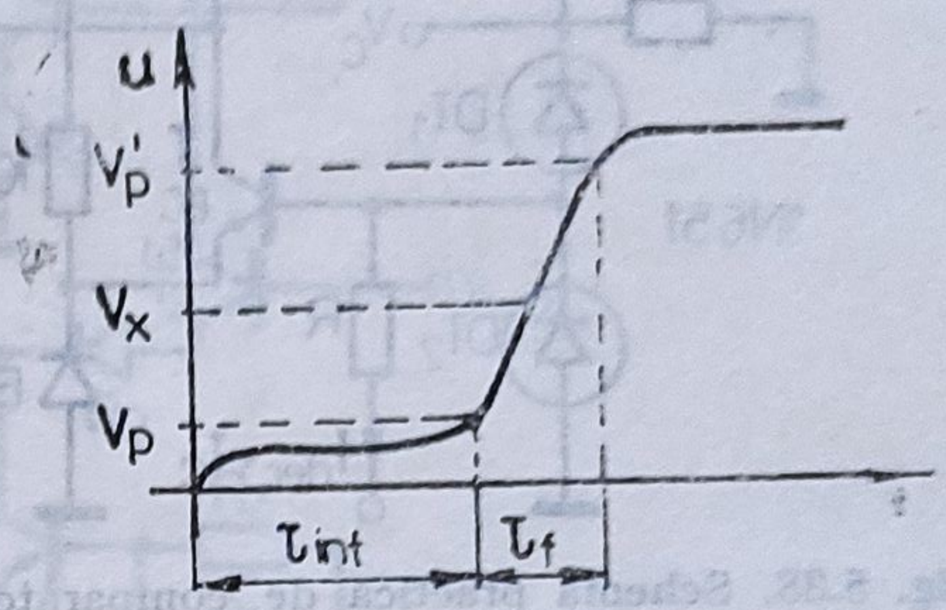
Ieşirea comparatorului închide comutatorul K şi, ca urmare, se scurge un curent invers de decalaj I_0, care aduce dioda tunel în apropierea punctului C pe caracteristica curent—tensiune. Limita teoretică a histerezei este determinată de zgomotul de emisie (efect Schottky), de instabilitatea şi dispersia caracteristicii volt-amperice a diodei utilizate. Factorii prezentaţi conduc la diferenţe minime între niveluri de aproximativ 50 μA [12],



a. Caracteristica volt-amperică



b. Schema de principiu



c. Caracteristica de tranziție

Fig. 5.35. Comparator cu diodă tunel.

ceea ce corespunde unei încărcări mai mici de $1{,}5 \cdot 10^{-14}$ C. Diodele tunel utilizate în aplicații de comparatoare permit comutări foarte rapide, datorită timpului foarte scăzut(10^{-13} s) de trecere al purtătorilor de sarcină prin bariera de potențial.

Experimental [14] se constată că ponderea de bază a timpului de tranziție o reprezintă constanta de timp determinată de încărcarea capacității diodei tunel la curenți mici în porțiunea de vîrf a caracteristicii tensiune—curent. Dezavantajul se poate elimina prin utilizarea a două diode tunel (perechea Goto) conectate ca în fig. 5.37.

La egalitatea tensiunilor V_1 și V_2 (considerînd diodele

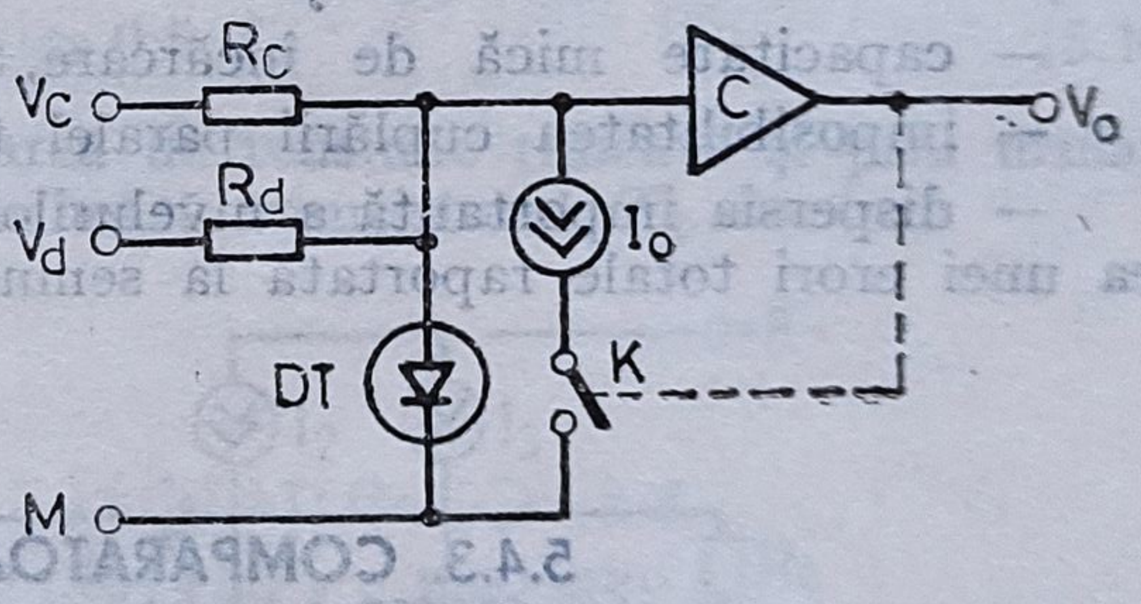
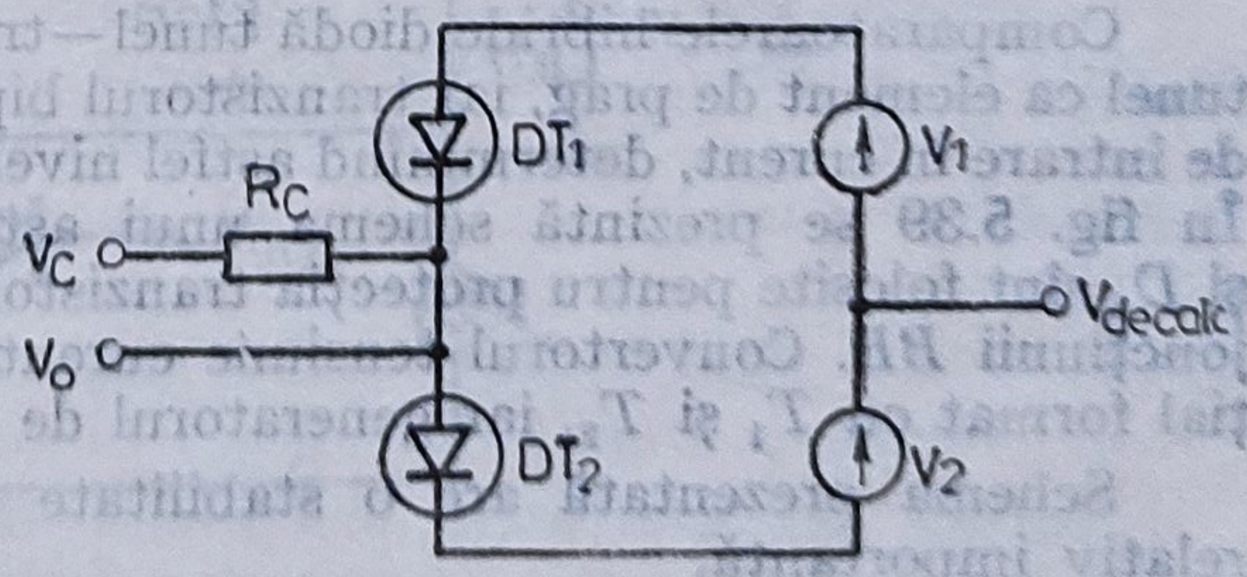


Fig. 5.36. Micșorarea histerezei la comparatorul cu diodă tunel.



Fif. 5.37. Comparator cu diode tunel în montaj GOTO.

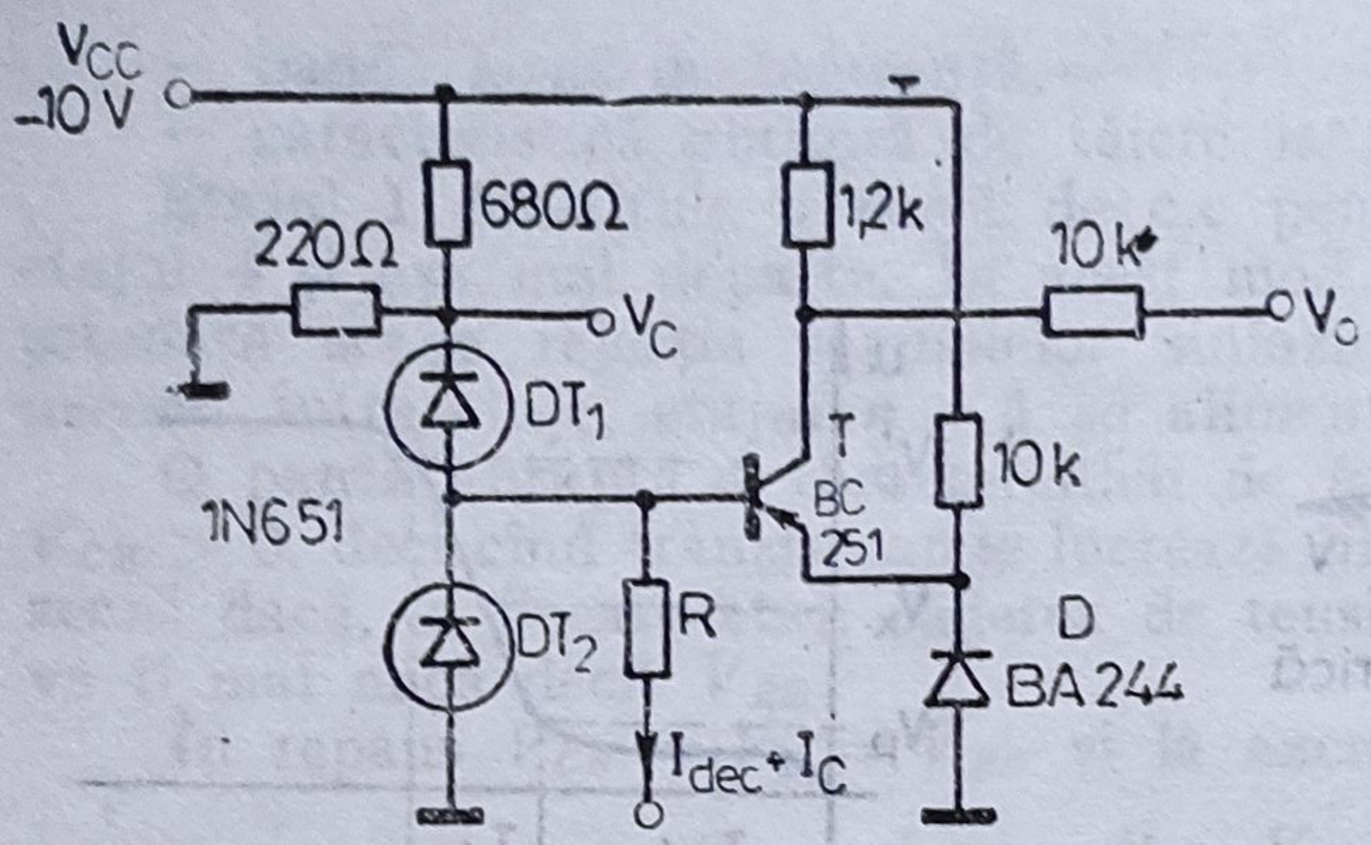


Fig. 5.38. Schemă practică de comparator cu diode tunel în montaj GOTO.

schemei constă în utilizarea unor surse de alimentare identice.

O variantă mai reuşită cu perechea Goto este prezentată în fig. 5.38.

În starea de aşteptare, căderile de tensiune pe diodele tunel sînt practic nule. Comutarea diodelor DT_1, DT_2 este asigurată de curentul sumă $I_{dec} + I_c$, care poate fi mai mare sau mai mic ca zero. Dacă curentul sumă se debitează ($V_c < 0$) comută DT_2, iar dacă se absoarbe comută DT_1.

Pe lîngă avantajele de viteză prezentate, comparatoarele cu diodă tunel au şi o serie de dezavantaje:

— capacitate mică de încărcare,

— imposibilitatea cuplării paralel fără comutatoare electronice,

— dispersia importantă a nivelurilor de acţionare nu permite obţinerea unei erori totale raportată la semnalul maxim mai mică de 10^{-2}.

identice), comută dioda prin care se divizează dinainte un curent suplimentar dat de diferenţa dintre tensiunea de comandă şi tensiunea de decalaj. Dacă spre exemplu: $V_c > V_{dec}$, curentul ce trece prin DT_2 atinge mai repede valoarea de vîrf, fapt care duce la comutarea ei. La ieşire se va obţine $V_0 > V_{dec}$. La comutarea diodei DT_1 se obţine $V_0 < V_{dec}$. Timpul de tranziţie la un comparator cu pereche Goto poate fi sub 1 ns. Dezavantajul esenţial al

5.4.3. COMPARATOARE HIBRIDE DIODĂ TUNEL–TRANZISTOR BIPOLAR

Comparatoarele hibride diodă tunel—tranzistor bipolar utilizează dioda tunel ca element de prag, iar tranzistorul bipolar pentru conversia tensiunii de intrare în curent, determinînd astfel nivelul de comutare al diodei tunel. În fig. 5.39 se prezintă schema unui astfel de comparator. Diodele D_1 şi D_2 sînt folosite pentru protecţia tranzistoarelor T_1 şi T_2 la străpungerea joncţiunii BE. Convertorul tensiune curent este realizat cu etajul diferenţial format cu T_1 şi T_2, iar generatorul de curent cu tranzistorul T_3.

Schema prezentată are o stabilitate scăzută şi prezintă o histereză relativ importantă.

O variantă răspîndită de convertor hibrid diodă tunel—tranzistor bipolar cu micşorarea histerezei este înfăţişată în fig. 5.40.

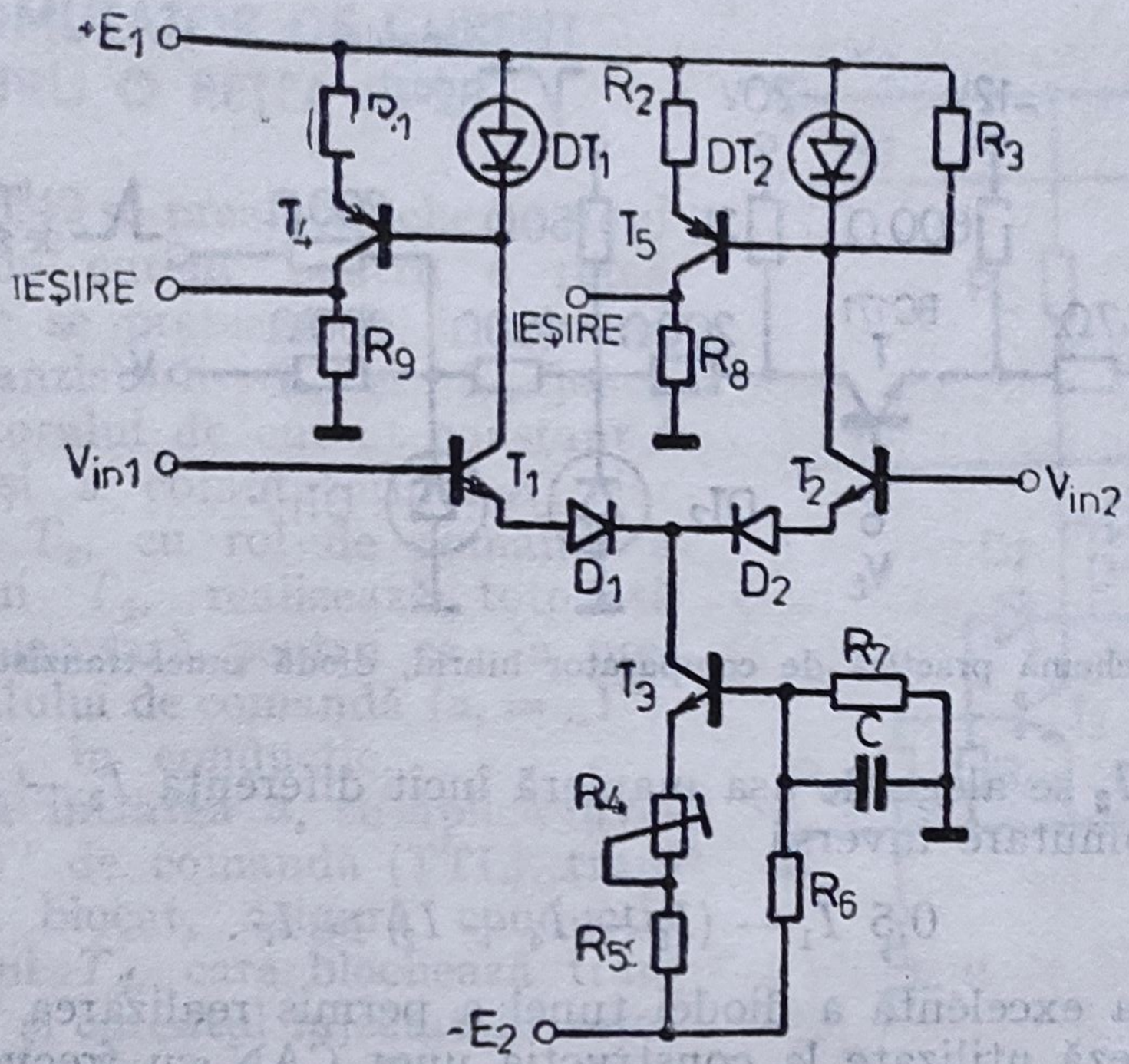


Fig. 5.39. Comparator diferenţial cu diode tunel.

Comparatorul comută dacă sînt îndeplinite condiţiile:

$$I_P - I_4 + I_2 < I_{C2}, \tag{5.9}$$

$$I_{C2} \cong 0{,}5\ I_1. \tag{5.10}$$

Dioda tunel DT trece în starea de tensiune ridicată şi prin urmare conduce tranzistorul T_4 şi se blochează tranzistorul T_5.

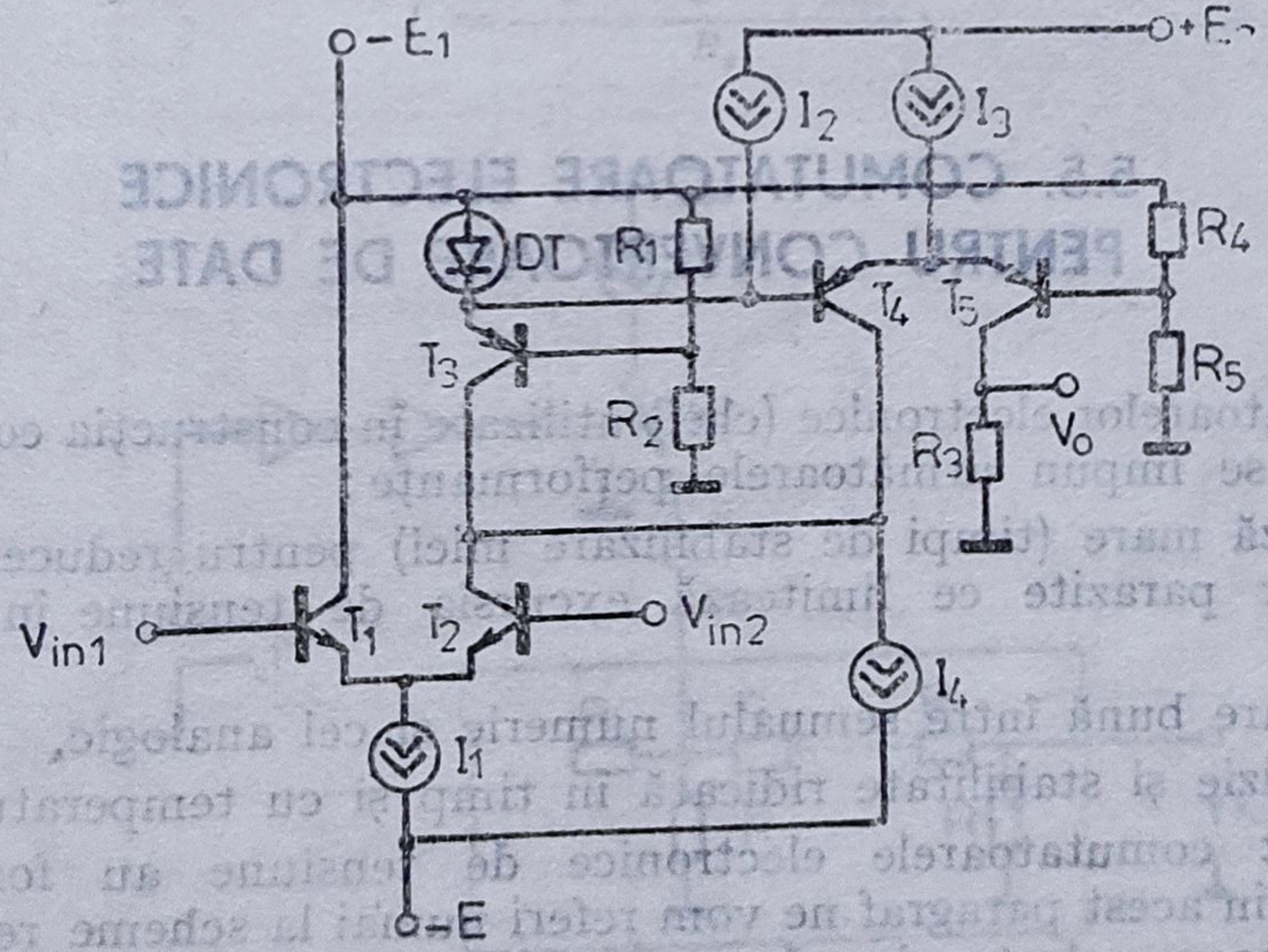


Fig. 5.40. Schemă de comparator hibrid, diodă tunel-tranzistor bipolar cu micşorarea histerezei.

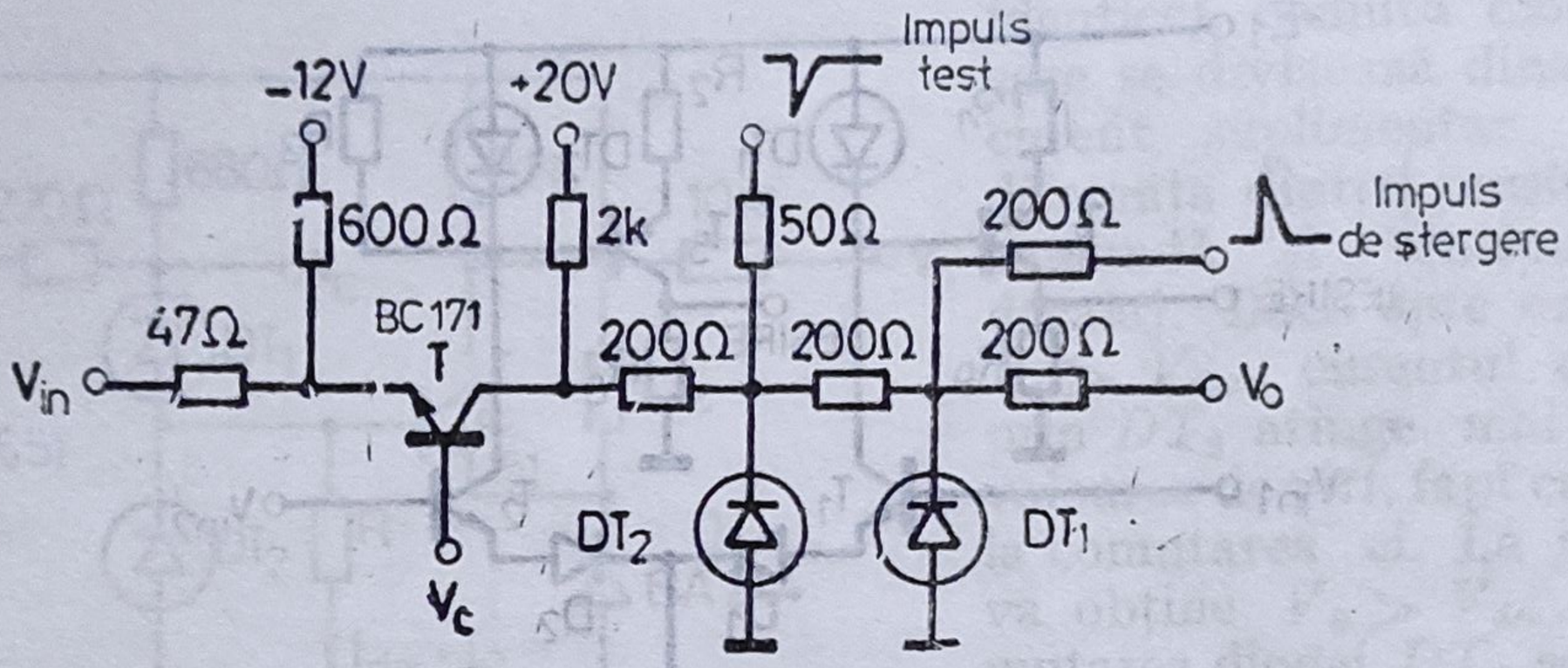


Fig. 5.41. Schemă practică de comparator hibrid, diodă tunel-tranzistor bipolar.

Curentul I_3 se alege de așa manieră încît diferența $I_3 - I_4$ să asigure condiția de comutare inversă

$$0{,}5\ I_1 - (I_3 - I_4 + I_2) > I_V\,. \tag{5.11}$$

Comutarea excelentă a diodei tunel a permis realizarea unor comparatoare de viteză utilizate la construcția unor CAN cu frecvența de conversie pînă la cîțiva zeci de MHz. Spre exemplu, în fig. 5.41 se prezintă schema practică a unui comparator hibrid diodă tunel—tranzistor bipolar întrebuințat la realizarea unui CAN de 6 biți, avînd frecvența de eșantionare de 50 MHz.

Studiul inițiat arată că, datorită imposibilității de integrare monolitică a diodelor tunel, comparatoarele hibride diodă tunel—tranzistor bipolar asigură, în stadiul acutal al dezvoltării tehnologice, cel mai bun compromis precizie—viteză.

5.5. COMUTATOARE ELECTRONICE PENTRU CONVERTOARE DE DATE

Comutatoarelor electronice (chei) utilizate în construcția convertoarelor de date li se impun următoarele performanțe:

a) viteză mare (timpi de stabilizare mici) pentru reducerea efectelor capacităților parazite ce limitează excursia de tensiune în nodurile de comutare,

b) izolare bună între semnalul numeric și cel analogic,

c) precizie și stabilitate ridicată în timp și cu temperatura.

Întrucît comutatoarele electronice de tensiune au fost tratate în capitolul 4, în acest paragraf ne vom referi numai la scheme reprezentative de comutatoare electronice de curent (comanda în curent fiind mai rapidă decît comanda în tensiune).

5.5.1. COMUTATOR DE CURENT PENTRU O REȚEA $R-2R$

În fig. 5.42 se prezintă schema unui comutator de curent pentru o rețea $R-2R$, care se pretează la integrarea hibridă. Tranzistorii T_1 și T_2 joacă rolul generatorului de curent constant I (fig. 5.43) și a comutatorului K_i, iar tranzistorul T_3, cu rol de comandă a tranzistorului T_2, realizează totodată inversarea necesară pentru ca, în prezența semnalului de comandă ($a_i =$ „1"), să avem T_1 în conducție.

Dacă la intrarea a_i se aplică nivelul logic „0" de comandă (TTL), tranzistorul T_3, blocat, asigură conducția tranzistorului T_2, care blochează tranzistorul T_1 și curentul injectat în rețea este nul. Dioda Zener D_3 se alege din condiția de blocare a tranzistorului T_1:

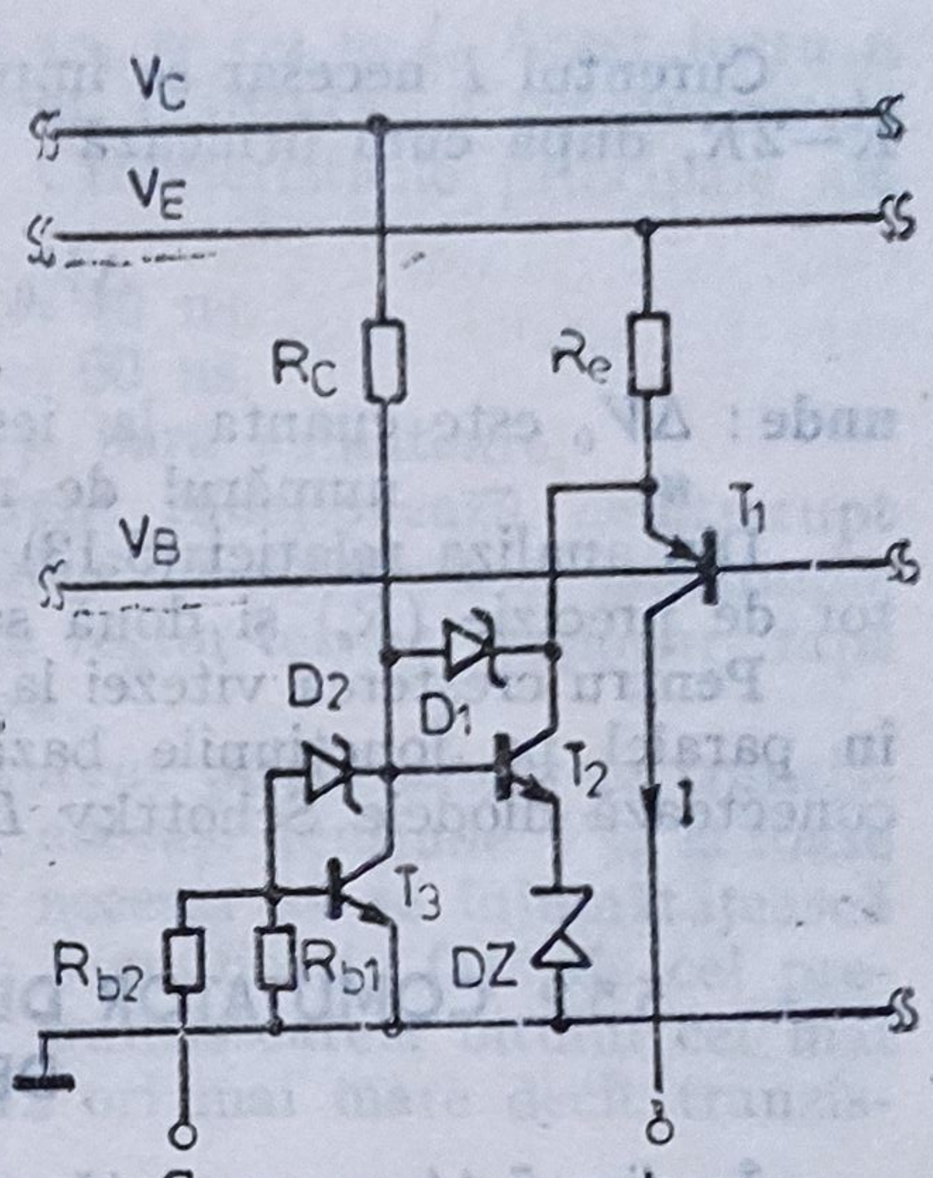


Fig. 5.42. Schema comutatorului de curent pentru o rețea $R-2R$.

$$V_z + V_{CE2} = V_Z + V_{BE2} - V_{D1} \leqslant V_B + 0{,}2. \tag{5.12}$$

Cînd la intrarea a_i se aplică nivelul logic de comandă „1", tranzistorul T_3 se saturează, blochează tranzistorul T_2 și generatorul de curent injectează în rețeaua de conversie curentul:

$$I = \frac{V_E - V_B - V_{BE1}}{R_e}. \tag{5.13}$$

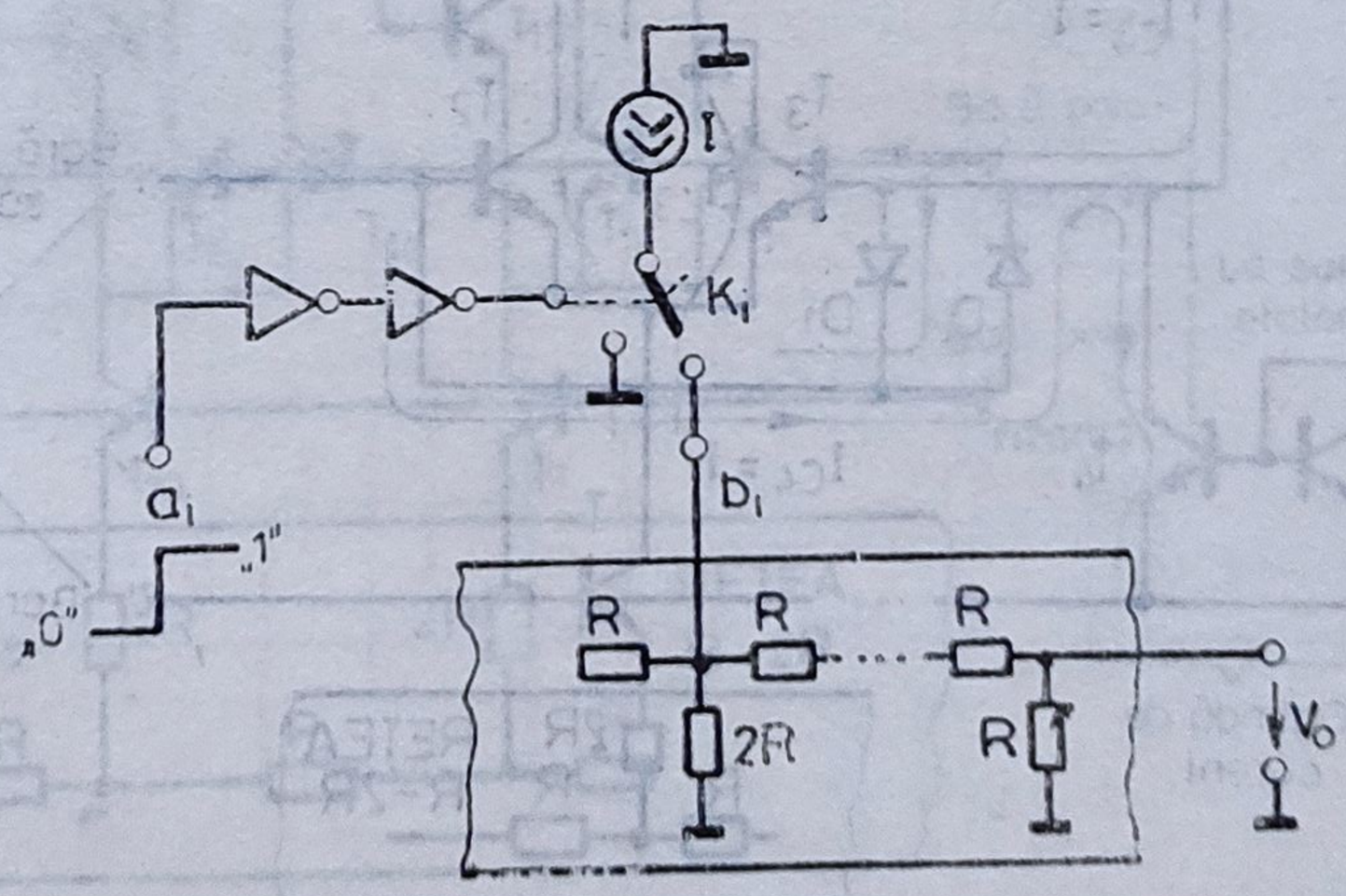


Fig. 5.43. Schema echivalentă a comutatorului de curent.

Curentul I necesar se impune din considerente de proiectare a rețelei $R-2R$, după cum urmează:

$$\Delta V_0 = \frac{I}{3} \cdot R \cdot \frac{1}{2^{n-2}}, \tag{5.14}$$

unde: ΔV_0 este cuanta la ieșirea rețelei de conversie,

n — numărul de ranguri (biți) acceptați la intrare.

Din analiza relației (5.13) rezultă că schema necesită un singur rezistor de precizie (R_e) și două surse etalon (V_E și V_B).

Pentru creșterea vitezei la conversie (reducerea timpilor de comutare), în paralel pe joncțiunile bază—colector ale tranzistoarelor T_2 și T_3 se conectează diodele Schottky D_1 și D_2.

5.5.2. COMUTATOR DE CURENT PENTRU O REȚEA $R-2R$ DE PONDERARE

În fig. 5.44 se prezintă schema unui comutator de curent pentru o rețea $R-2R$ de ponderare binară. Se utilizează comutarea de curent atît pentru comutatorul propriu-zis realizat cu tranzistoarele T_2, T_3, cît și

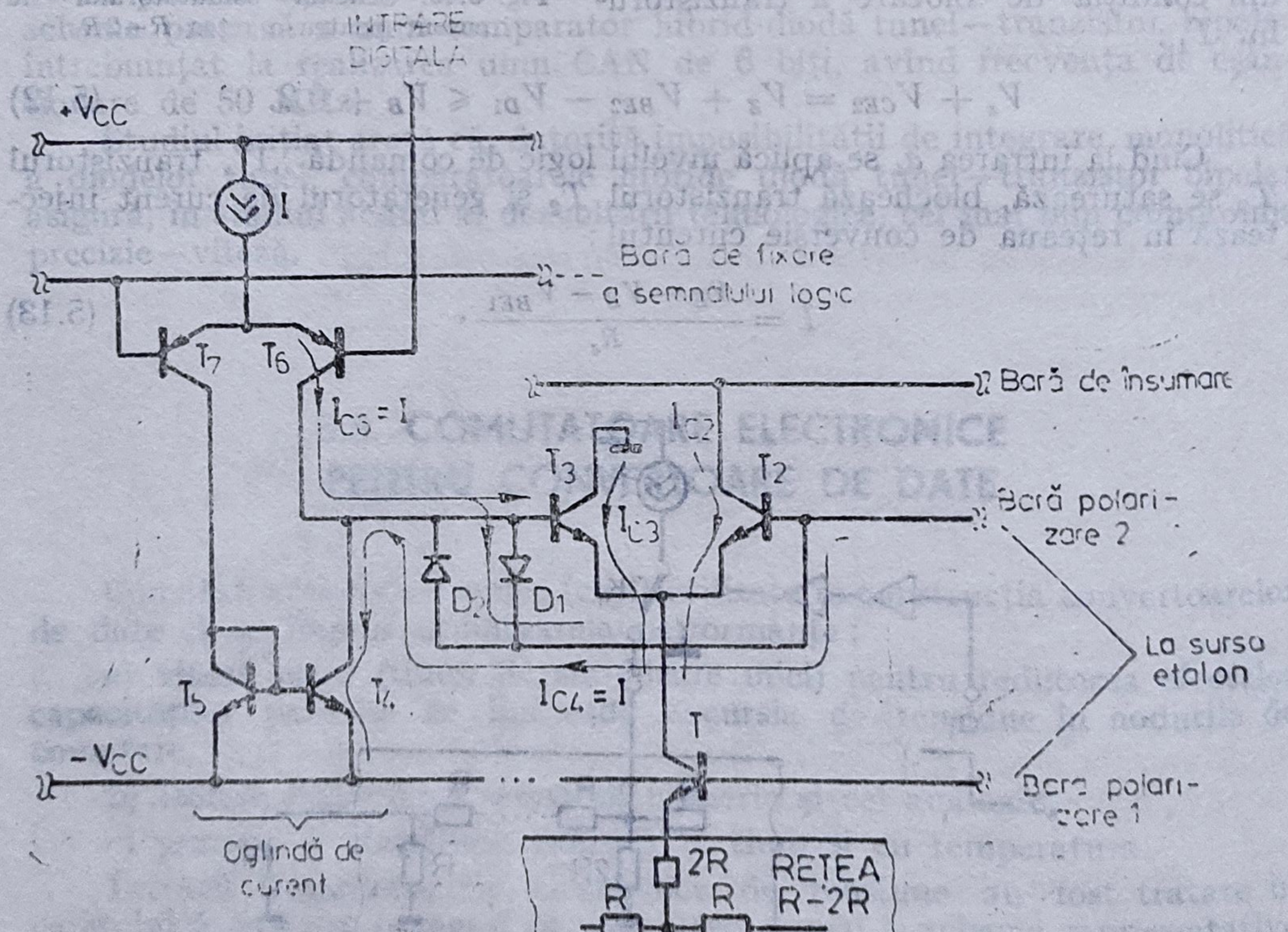


Fig. 5.44. Comutator de curent pentru o rețea $R-2R$ de ponderare.

pentru partea de comandă, prin faptul că $I_{C4} = I_{C6} = I$. Acest lucru a fost posibil prin utilizarea oglinzii de curent realizată cu tranzistoarele T_4, T_5 pentru comanda tranzistorului T_2. Caracteristicile principale ale schemei sînt:

— proprietăţi dinamice bune: $t_{OFF-ON} = 40$ ns,
$t_{ON-OFF} = 60$ ns,

— izolare bună între comanda logică şi bara sumatoare,

— tranzistoarele generatoarelor de curent funcţionează neîntrerupt şi ca urmare rezistoarele reţelei de conversie $R-2R$, ca şi joncţiunile bază—emitor al tranzistoarelor se vor afla în regim termic staţionar, fapt ce reduce simţitor erorile cu temperatura.

Pentru a asigura aceeaşi densitate de curent prin emitoarele tranzistoarelor generatoare de curent constant şi aceeaşi tensiune V_{BE} la toate tranzistoarele, la integrarea monolitică este necesar să se înjumătăţească aria emitorului la rangul următor mai puţin semnificativ faţă de cel precedent. Astfel, la un convertor de 10 biţi, tranzistoarele bitului cel mai semnificativ vor avea aria emitorului de 512 ori mai mare decît tranzistoarele bitului cel mai puţin semnificativ.

În etapa actuală de fotomascare, realizarea unor astfel de rapoarte este extrem de dificilă, putîndu-se obţine relativ uşor rapoarte precise de 32/1. Ca urmare, se indică utilizarea unor scheme hibride sau, pentru primele 6 ranguri, se foloseşte procedeul de divizare a ariei emitorului, iar

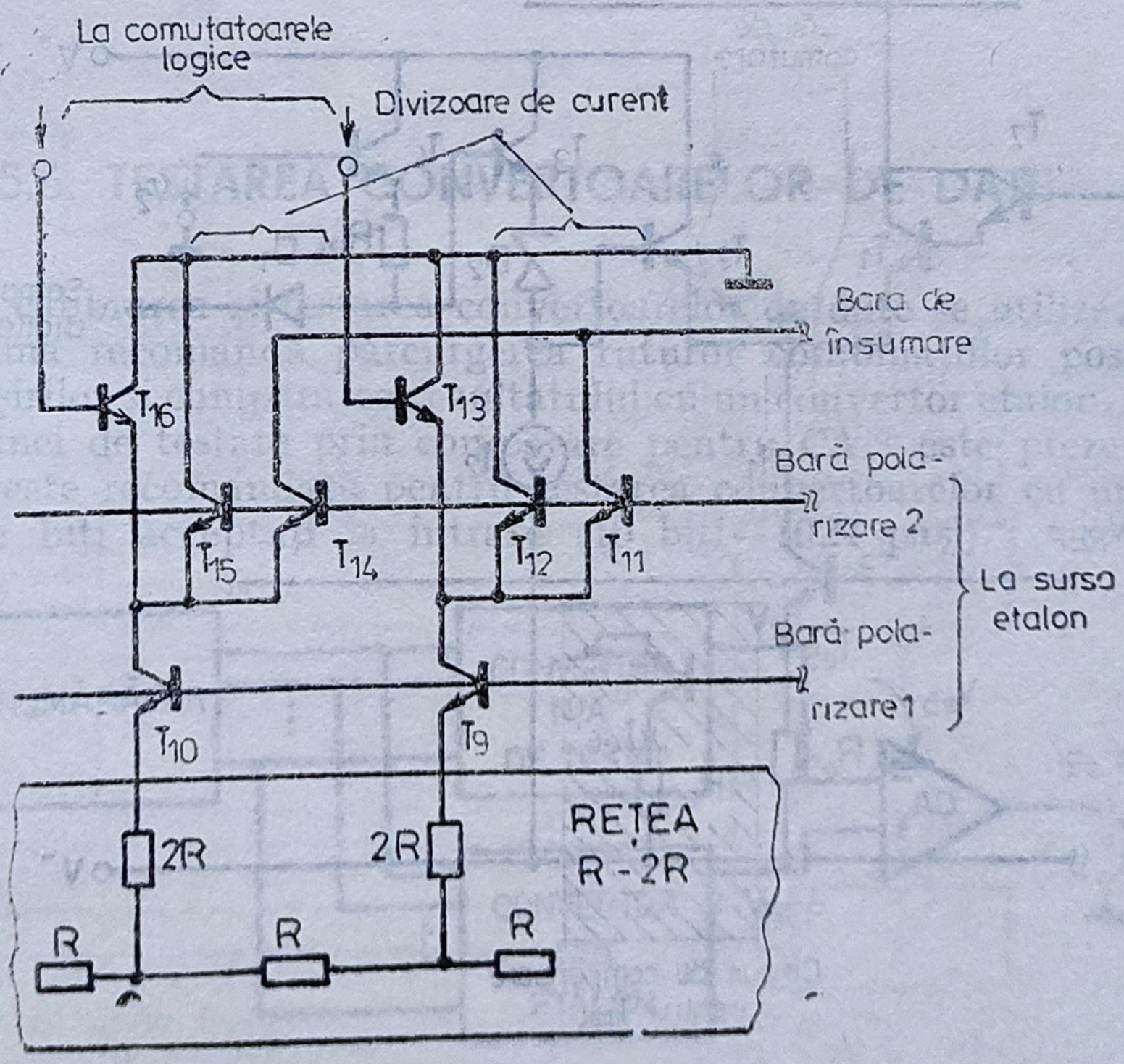


Fig. 5.45. Divizarea curentului la comutator.

pentru următoarele 4 ranguri se utilizează procedeul de divizare a curentului la comutator (fig. 5.45).

Curenții ponderați binari sînt împărțiți între tranzistorul conectat la bara sumatorului T_{11} și tranzistorul conectat la masă T_{12}, proporțional cu raportul ariilor celor două tranzistoare.

5.5.3. COMUTATOR DE CURENT PENTRU O REȚEA $R-2R$ DE ATENUARE

În fig. 5.46 este prezentată schema unui comutator de curent pentru o rețea $R-2R$ de atenuare cu erori mici și viteză mare.

Curentul generat de tranzistorul T_5 este comutat fie de T_1 spre rețeaua $R-2R$, fie de T_2 spre sursa V^+. Prin nodul A va trece un curent constant și ca urmare capacitățile parazite se vor încărca la același nivel,

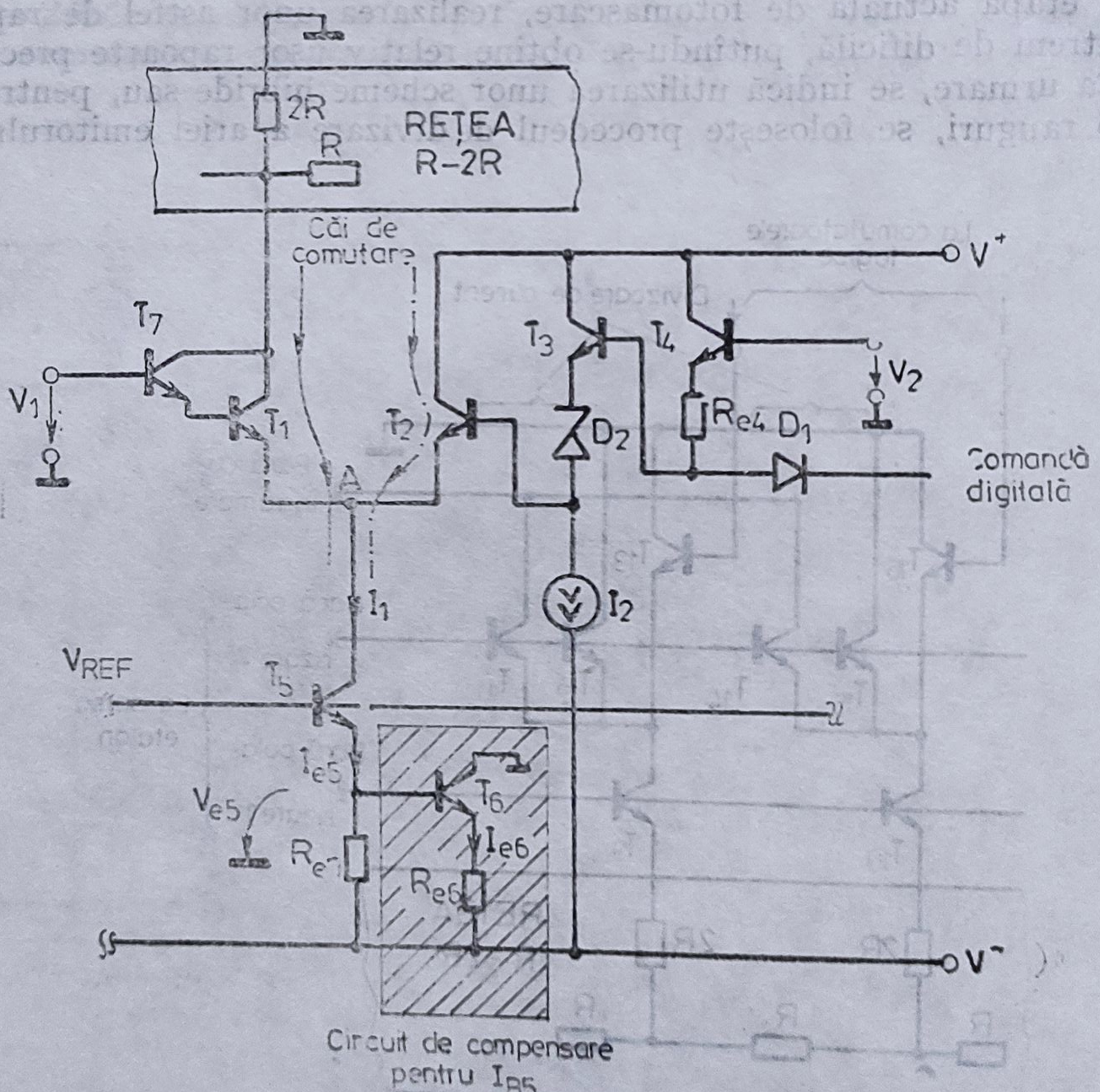


Fig. 5.46. Comutator de curent pentru o rețea $R-2R$ de atenuare.

ceea ce asigură o tranziție rapidă. Comanda logică, realizată tot prin comutare de curent, asigură creșterea vitezei efective de conversie. Dacă se neglijează tranzistorul de compensare T_6, curentul tranzistorului generator de curent constant T_5 este dat de relația

$$I_1 = \frac{\beta_5}{\beta_5 + 1} \cdot \frac{V_{ref} - V_{BE5}}{R_{e1}}. \tag{5.15}$$

O problemă dificil de rezolvat în tehnologia monolitică este obținerea unui coeficient de amplificare în curent β egal la toate tranzistoarele generatoarelor de curent constant. Spre exemplu: dacă β_5 diferă cu 25% față de valoarea necesară, fiecare tranzistor va trebui să aibă β cel puțin 400, pentru a se obține o eroare a curentului de 0,1%. Pentru depășirea acestei dificultăți tehnologice, se introduce tranzistorul de compensare T_6. Pentru $I_{e5} = I_{e6}$ și

$$0{,}75 \leqslant \frac{\beta_5}{\beta_6} \leqslant 1{,}25 \tag{5.16}$$

se poate reduce factorul de amplificare în curent β pînă la 100.

Tehnologia circuitelor integrate hibride permite desigur sortarea cipurilor de tranzistoare la caracteristicile impuse de schemă.

Cu comutatorul prezentat în fig. 5.46 se pot obține tranziții de 100 ns la o eroare a curentului mai bună de 0,1%.

5.6. TESTAREA CONVERTOARELOR DE DATE

Pentru calibrarea și testarea convertoarelor de date se utilizează două tehnici. Prima recomandă parcurgerea tuturor combinațiilor posibile ale intrărilor/ieșirilor și compararea rezultatului cu un convertor etalon. Schema bloc a schemei de testare prin comparare pentru CAN este prezentată în fig. 5.47 și este recomandată pentru testarea convertoarelor cu un număr mai mic de biți acceptați la intrare (10 biți—1024 pași).

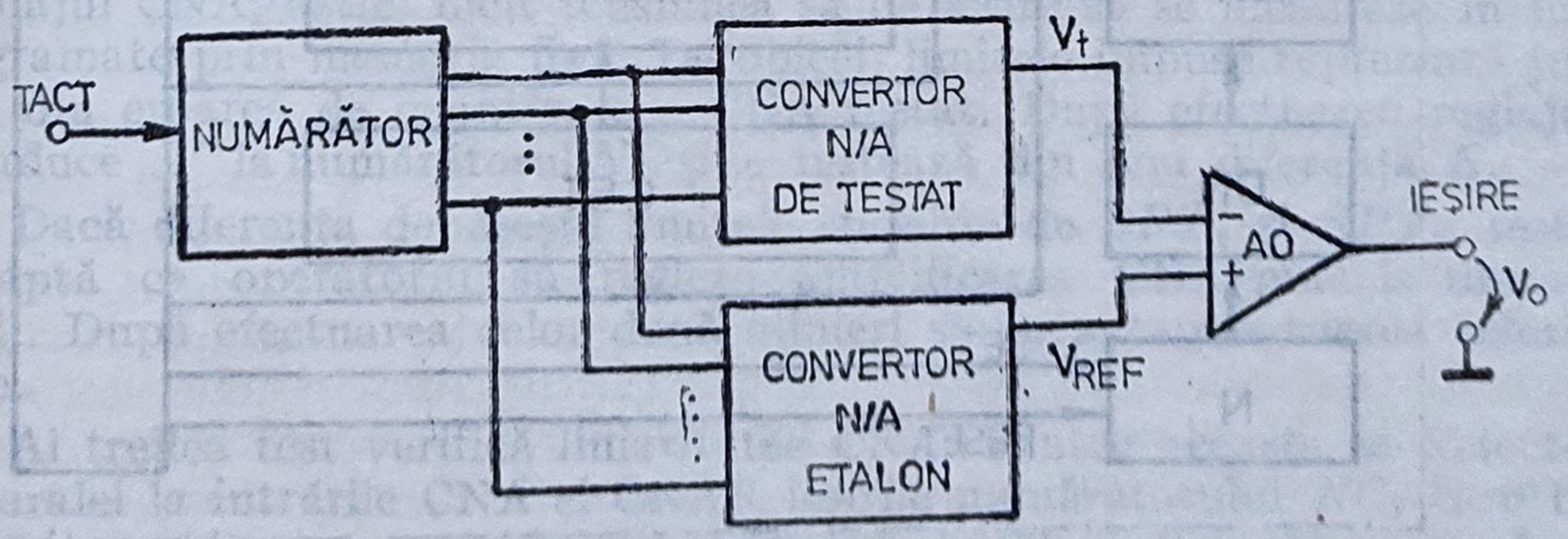


Fig. 5.47. Schema bloc de testare a CNA prin comparare.

A doua metodă constă în testarea monotoniei prin verificarea tranzițiilor majore cu ajutorul unui generator de cuvinte logice programat digital. Întrucît monotonia împreună cu precizia absolută pot garanta și liniaritatea, metoda este indicată a se folosi la testarea CNA cu număr mare de biți acceptați la intrare sau pentru testarea CAN.

5.6.1. TESTAREA CONVERTOARELOR NUMERIC-ANALOGICE

În fig. 5.48 se prezintă schema de principiu a unui testor de convertoare numeric-analogice [16].

Testorul se compune din următoarele elemente principale: generatorul de stimuli, blocul de evaluare a răspunsurilor și dispozitivul de comandă.

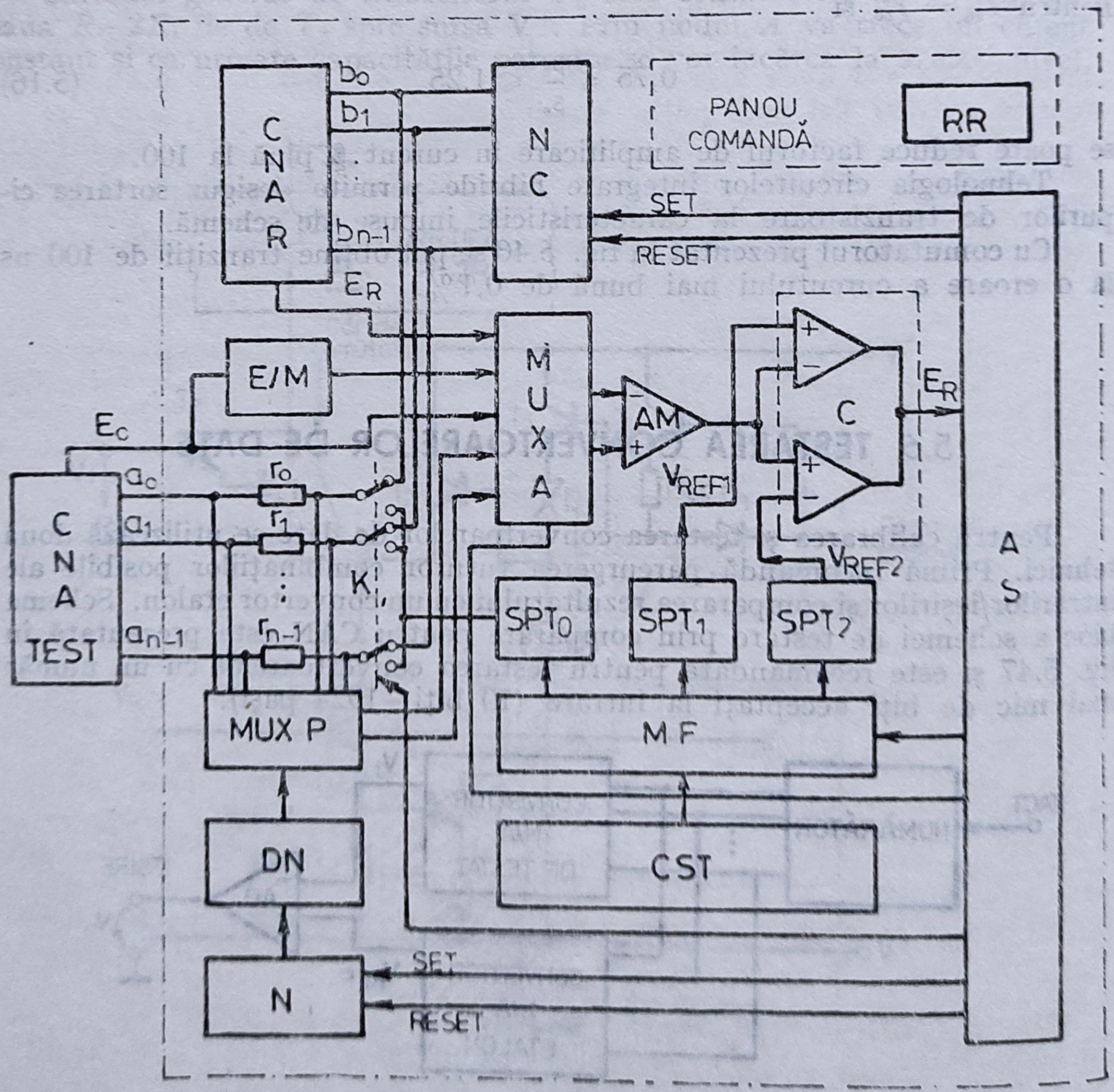


Fig. 5.48. Schema bloc a testorului de CNA.

Generatorul de stimuli este format din sursa programabilă de tensiune (SPT_0) comandată de memoria fixă (MF) și dintr-un numărător cu 12 ranguri (NC). Blocul de evaluare este construit dintr-un sistem pentru achiziția datelor, ce conține convertorul numeric-analogic de referință ($CNAR$), multiplexoarele analogice $MUXP$ și $MUXA$, amplificatorul de măsură (AM), comparatorul (C), sursele programabile de tensiune (SPT_1), (SPT_2) și circuitul de eșantionare și memorare (E/M).

Dispozitivul de comandă conține cîte un automat secvențial (AS) pentru fiecare tip de test efectuat, un numărător (N) cu decodificatorul său (DN), circuitele de selecție a testelor (CST), precum și generatorul de cuvinte de pe panoul de comandă (PC).

Primul test efectuat verifică încadrarea curenților de intrare ai CNA în domeniile garantate de producător. Prin comutatorul K se aduce V_{IHmin} la intrările CNA testat, de la sursa SPT_0 și se baleiază cu multiplexorul diferențial $MUXP$, toate căderile de tensiune pe șunturile r_{0-11} fiind aduse secvențial la intrarea comparatorului C prin multiplexorul analogic $MUXA$ și amplificatorul de măsură AM. S-au utilizat lanțuri de multiplexoare diferențiale în vederea rejecției semnalelor de mod comun, zgomote inerente conexiunilor lungi stabilite între circuitul testat și blocul de evaluare. Pentru a nu aduce modificări importante stimulilor logici aplicați CNA, rezistoarele r_{0-11} au valori scăzute. Această soluție conduce la obținerea unor căderi de tensiune mici, proporționale cu curenții de intrare. Valorile calculate fiind de ordinul de mărime a rezoluției comparatorului utilizat, s-a impus amplificarea lor în AM pentru a facilita discriminarea lor. Limitele între care trebuie să se încadreze tensiunile amplificate sînt stabilite de sursele programabile SPT_1 și SPT_2. Metoda asigură precizia unei măsurări numerice, dar la o viteză de evaluare superioară. Secvența prezentată se reia pentru o tensiune de valoare V_{IHmin} adusă la intrarea CNA testat.

În cadrul celui de-al doilea test, CNA este calibrat. Registrul de stări din componența automatului secvențial aduce la 0 numărătorul NC și conectează CNA prin comutatorul K la ieșirea NC. În ipoteza că diferența de tensiune dintre ieșirile convertorului de referință (E_r) și ale convertorului testat (E_0) se încadrează în limitele stabilite de SPT_1 și SPT_2 se permite continuarea testului. Dacă nu, operatorul trebuie să regleze decalajul CNA, astfel încît tensiunea sa de ieșire să se încadreze în limite programate prin memoria fixă. De obicei, limitele impuse reprezintă jumătate din eroarea de cuantizare a CNA testat. După efectuarea reglajului, AS aduce „1" la numărătorul NC și se testează din nou diferența $E_0 - E_R$.

Dacă diferența depășește limitele stabilite de SPT_1 și SPT_2, testorul așteaptă ca operatorul să regleze amplificarea CNA pînă la dispariția erorii. După efectuarea celor două alinieri se permite efectuarea celorlalte teste.

Al treilea test verifică liniaritatea CNA. Pentru aceasta se conectează în paralel la intrările CNA și CNAR ieșirile numărătorului NC, care baleiază bit cu bit toate combinațiile logice de la 00 . . . 0 la 11 . . . 1. În fiecare stare a numărătorului NC, blocul de evaluare verifică egalitatea $E_0 =$

$= E_R$ cu o precizie stabilită de cele două surse de referință SPT_1 și SPT_2. La fiecare eroare, testorul se oprește, pentru a permite operatorului să noteze codul la care a apărut eroarea de liniaritate. Codul memorat de numărătorul NC se poate vizualiza pe panoul de comandă al testorului. Secvența de test se reia la acționarea comutatorului CONTINUĂ, aflat pe panoul de comandă la dispoziția operatorului. Se poate face o determinare cantitativă a erorilor de liniaritate, conectînd un voltmetru numeric la ieșirea amplificatorului de măsură. De obicei, măsurările suplimentare prelungesc durata testului și nu se justifică în procesul tehnologic, ci doar la unele verificări de laborator.

Monotonia CNA se verifică în cadrul ultimului test. Metoda de testare utilizată constă în baleierea domeniului de definiție a codurilor de intrare și compararea valorii tensiunii de ieșire cu valoarea anterioară. Parcurgerea tuturor combinațiilor logice la intrarea *CNA* se realizează cu numărătorul *NC* comandat de blocul logic de comandă și control. Pentru păstrarea valorii tensiunii de ieșire, între două stări consecutive ale numărătorului *NC*, s-a introdus un element de memorare analogică — circuitul de eșantionare și memorare (*E/M*). Astfel, dacă pentru două coduri consecutive de intrare A_i și A_{i+1}, blocul de evaluare nu stabilește relația $E_0(A_{i+1}) - E_0(A_i) > 0$, atunci testorul se oprește la codul A_{i+1}. CNA nemonotone sînt inutilizabile și de aceea testul nu se mai continuă în cazul unei erori de monotonie.

Toate testele prezentate pot fi executate fie secvențial automat, fie test cu test, în ordinea solicitată de operator prin comutatoarele aflate pe panoul frontal. Numărul de biți ai CNA testat se poate programa tot de pe panoul de comandă prin intermediul registrului RR.

5.6.2. TESTAREA CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE

Dintre procedeele de testare a convertoarelor analog-numerice s-a reținut, pentru exemplificare, metoda aplicată de firma Analog Devices [5, 6], datorită facilităților de implementare pe un sistem numeric de calcul.

Rezoluția convertorului prin acest procedeu este măsurată calculînd diferența dintre mediile nivelurilor de curent continuu, a undelor triunghiulare corespunzătoare tranziției convertorului între două coduri numerice adiacente.

În fig. 5.49 este prezentată schema de principiu utilizată la testare.

Convertorul numeric-analogic de referință (CNAR) generează tensiunea etalon de intrare pentru convertorul analog-numeric de testat *(CAN)* sub formă de niveluri discrete corespunzătoare codului numeric A_i prescris de registrul programat digital (RPD). Integratorul realizat cu AO_1 generează o rampă de tensiune cu panta pozitivă sau negativă funcție de poziția comutatorului electronic K comandat de ieșirea comparatorului digital. Rampa de tensiune este atenuată și însumată cu ieșirea convertorului numeric-analogic de referință, generînd astfel un semnal de intrare lent variabil, pentru convertorul analog-numeric testat. Ieșirea *CAN* se com-

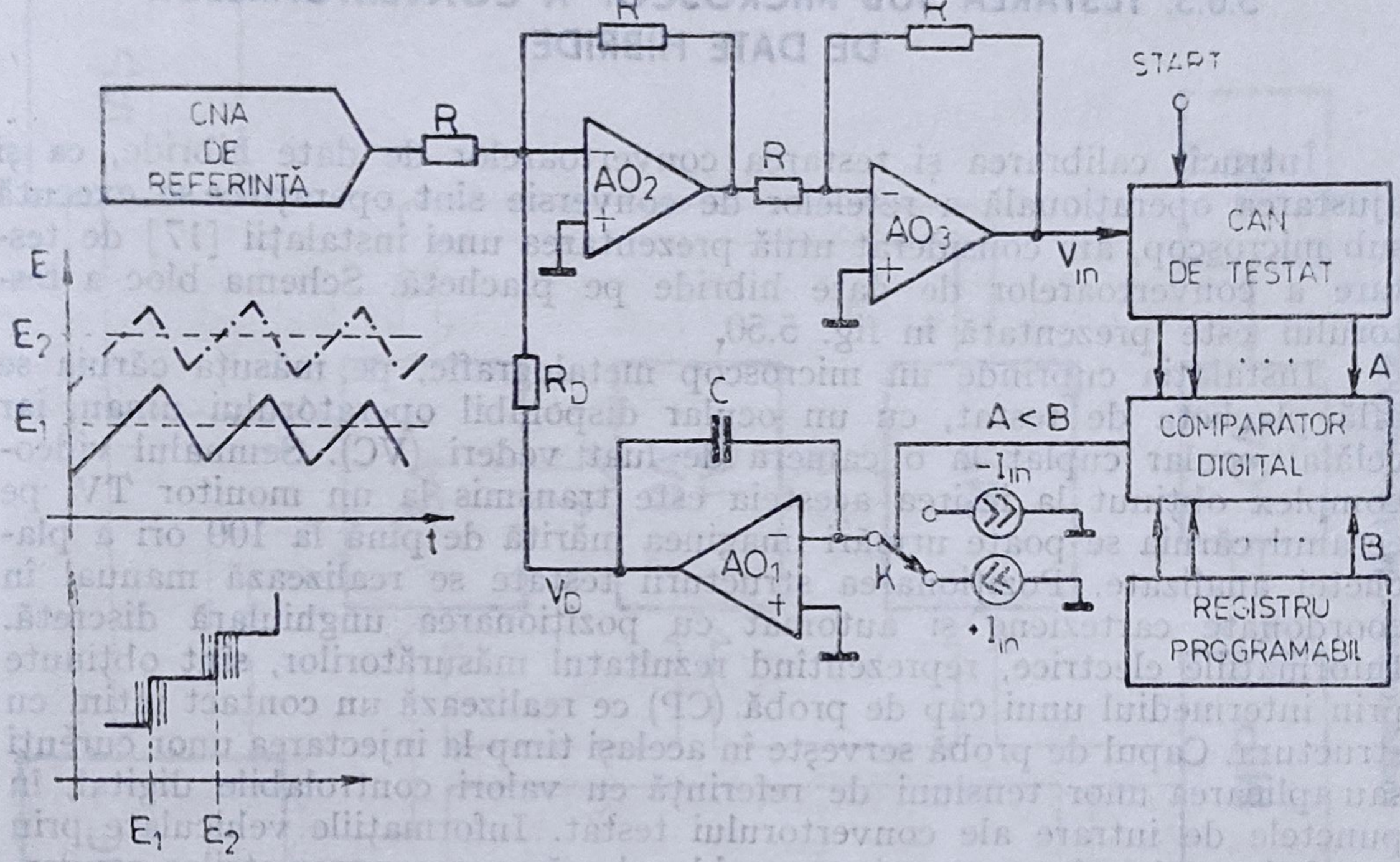


Fig. 5.49. Schema de principiu a unui testor de CAN.

pară cu codul testat A_i, în comparatorul digital și polaritatea erorii stabilite, determină polaritatea curentului aplicat integratorului. Presupunînd că ieșirea convertorului analog-digital este la un astfel de nivel încît este asigurată condiția $A < B$, integratorului i se aplică curentul negativ $-I_{in}$, ieșirea lui V_D crește și ca urmare, crește tensiunea aplicată la intrarea convertorului testat.

La conversia următoare testul este din nou efectuat și ieșirea integratorului continuă să crească pînă cînd $A \geqslant B$. În acest moment curentul spre integrator se inversează, tensiunea sa la ieșire scade și ca urmare va fi redusă tensiunea aplicată la intrarea convertorului testat. Se măsoară și se reține nivelul mediu la ieșirea integratorului E_1 corespunzător tranziției: $A_i - 1$ LSB $\rightarrow A_i$. Apoi codul testat este mărit la $A_i + 1$ LSB și se repetă din nou procedura de testare, rezultînd o undă triunghiulară între tranziția corespunzătoare lui A_i și $A_i + 1$ LSB.

Măsurînd și reținînd nivelul mediu al ieșirii integratorului E_2, diferența celor două niveluri, $E_2 - E_1$, va fi proporțională cu lățimea codului, deci cu rezoluția convertorului testat.

Codurile lipsă sau eronate pot fi identificate prin:

— măsurarea rezoluției convertorului pentru tranziția minoră (la 0),

— identificarea codurilor furnizate la ieșire de CAN testat, prin aplicarea la intrare, a unei tensiuni oscilante între două niveluri, corespunzătoare codurilor numerice neadiacente.

Schema de testare prezentată este deosebit de eficientă, întrucît comparatorul digital, fiind un microprocesor, acceptă să i se implementeze prin program orice metodă de testare și orice formă de cod numeric.

5.6.3. TESTAREA SUB MICROSCOP A CONVERTOARELOR DE DATE HIBRIDE

Întrucît calibrarea și testarea convertoarelor de date hibride, ca și ajustarea operațională a rețelelor de conversie sînt operații ce se execută sub microscop, am considerat utilă prezentarea unei instalații [17] de testare a convertoarelor de date hibride pe plachetă. Schema bloc a testorului este prezentată în fig. 5.50.

Instalația cuprinde un microscop metalografic, pe măsuța căruia se află placheta de testat, cu un ocular disponibil operatorului uman, iar celălalt ocular cuplat la o cameră de luat vederi (VC). Semnalul video-complex obținut la ieșirea acesteia este transmis la un monitor TV, pe ecranul căruia se poate urmări imaginea mărită de pînă la 100 ori a plachetei analizate. Poziționarea structurii testate se realizează manual în coordonate carteziene și automat cu poziționarea unghiulară discretă. Informațiile electrice, reprezentînd rezultatul măsurătorilor, sînt obținute prin intermediul unui cap de probă (CP) ce realizează un contact intim cu structura. Capul de probă servește în același timp la injectarea unor curenți sau aplicarea unor tensiuni de referință cu valori controlabile digital, în punctele de intrare ale convertorului testat. Informațiile vehiculate prin capul de probă sînt transmise spre blocul măsurarea parametrilor convertorului (MPC) și spre blocul măsurare module (MM), prin intermediul comutatorului electronic programabil (CEP). Regimul de lucru al CEP este prestabilit de blocul decizie (*D*), comandat la rîndul său de instrucțiile primite de la memoria instrucțiunilor program (MIP). Tot blocul *D* comandă rotirea în plan orizontal a structurii testate cu ajutorul blocului poziționare probă (PP).

Funcționarea instalației este comandată de MIP, memorie fixă, cablată de tip ROM care furnizează la ieșirile sale, secvențe logice de comandă și control, în ritmul adreselor selectate cu ajutorul generatorului de adrese (GA), la impulsurile primite de la baza de timp (BT) a sistemului.

Tensiunile (curenții) de referință necesare măsurătorilor sînt furnizate de blocul generator de tensiune și curent programabil (GUIP). Mărimile analogice obținute la ieșirea blocurilor de măsură MM și MPC sînt furnizate paralel la intrările unui multiplexor analogic (MUXA), care selectează ciclic parametrul măsurat la adresa primită de la MIP. Ieșirea MUXA se aplică la intrarea unui convertor analog-numeric (CAN), care convertește rezultatul analogic al măsurării într-o mărime numerică corespunzătoare. Informația numerică de la ieșirea CAN, prin intermediul interfeței (INT) ce realizează o decodificare binar-zecimală a datelor și adaptarea TTL—MOS, se aplică unui microcalculator (MC) care pe baza unui program prestabilit, memorat în MIP, prelucrează numeric rezultatul măsurătorilor și oferă la ieșire, date referitoare la parametrul testat.

Datele și comenzile necesare procesului de inițializare a măsurării, precum și alte comenzi de modificare a programului, date de operator pe parcursul procesului de testare, se pot introduce în microcalculator prin tastatura alfanumerică (TAST). Informațiile oferite de microcalculator

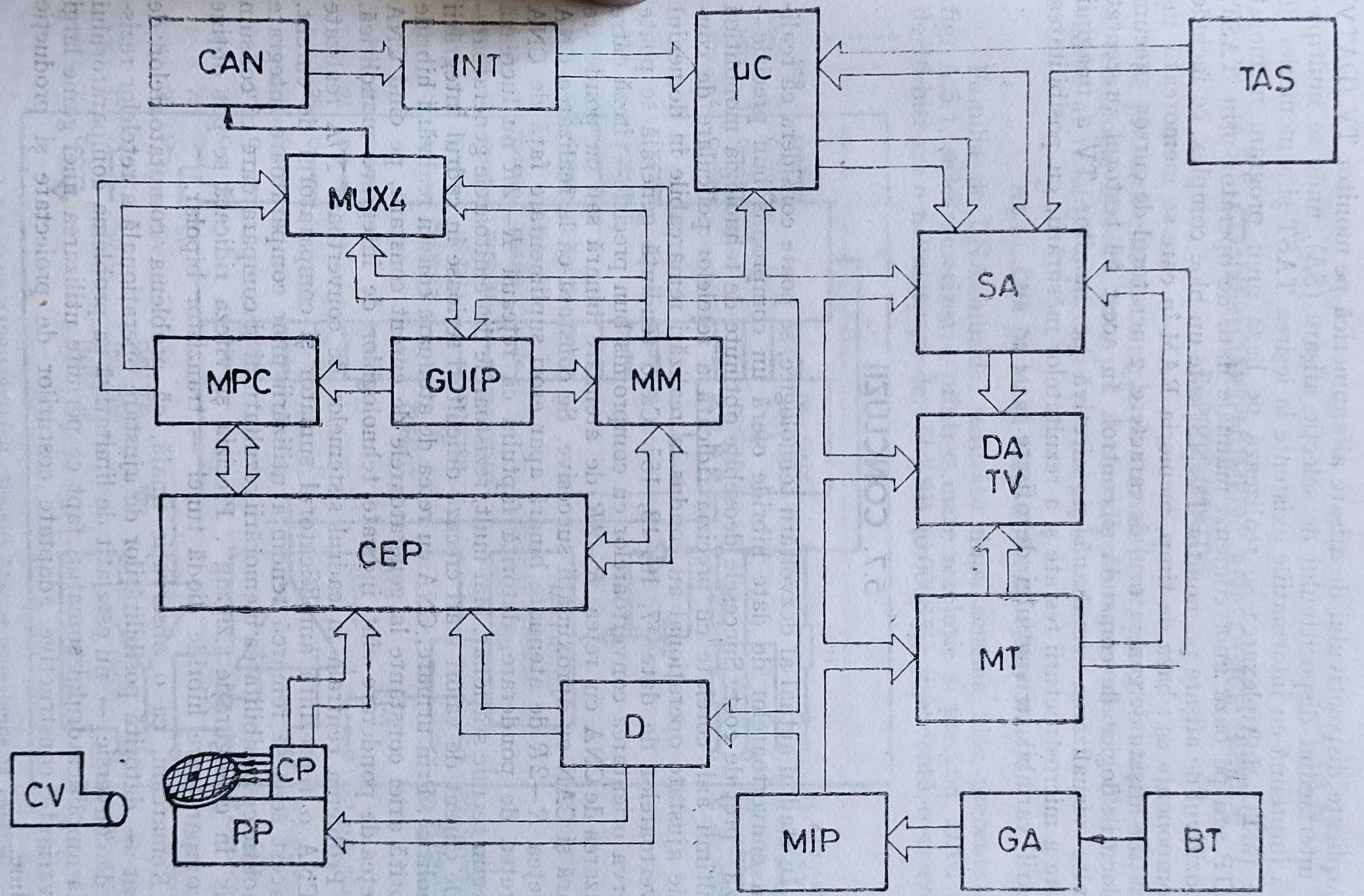


Fig. 5.50. Schema bloc de testare sub microscop a convertoarelor de date hibride.

sînt aplicate dispozitivului de afișare alfanumerică pe monitor TV (DATV) prin intermediul dispozitivului de selecție afișare (SA), unde se multiplexează împreună cu informațiile existente la ieșirea TAST și a memoriei de texte (MT). Multiplexarea se realizează pe baza unui program memorat în MIP sau pe baza unor comenzi manuale date de operator prin TAST. Dispozitivul de afișare pe monitor TV [18] este un bloc complex, ce include în componența sa : baza de timp, memoria RAM în care se memorează informațiile afișate de generatorul de caractere, generatorul de cursor precum și blocurile logice de comandă și control. În acest fel testorul prezentat permite vizualizarea simultană și selectivă pe monitor TV a imaginii mărite a microstructurii testate și a rezultatelor măsurării, cu posibilitatea alocării variabile a spațiului de afișare.

5.7. CONCLUZII

În stadiul actual al dezvoltării tehnologice, se poate considera că realizarea convertoarelor de date hibride oferă un compromis bun precizie—viteză—preț de cost. Succesele deosebite obținute de tehnologia monolitică în ultimii ani, corelate cu precizia ridicată a rețelelor peliculare de conversie ajustate operațional au condus la realizări remarcabile în domeniul convertoarelor de date [7, 10, 13, 15]. Ca o tendință generală se poate observa orientarea convertoarelor cu compromis bun precizie—viteză către realizarea de CNA cu rețea $R—2R$ de atenuare binară sau cu ponderare binară și CAN cu aproximații succesive. Se constată că la realizarea CNA cu rețea $R—2R$ de atenuare binară apar erori suplimentare față de CNA cu rețea de ponderare, datorită faptului că rețeaua $R—2R$ nu lucrează în regim termic staționar. Mai mult, rezistoarele din emitoarele generatoarelor de curent de valori mari creează dificultăți serioase în cadrul integrării monolitice. Prin urmare, CNA cu rețea de atenuare convin realizării hibride datorită ariei constante la generatoarele de curent constant, pe cînd CNA cu rețea de ponderare sînt indicate tehnologiilor de integrare monolitică.

Problema centrală în cadrul sistemelor de convertoare N/A realizate cu CNA o reprezintă amplificatorul sumator și comparatorul de curent. În acest sens se remarcă tendința utilizării unor comparatoare integrate monolitic cu posibilitatea memorării rezultatului și comparatoare cu consum redus în configurație „zigzag". Precizia și viteza ridicată se pot obține cu comparatoare hibride diodă tunel — tranzistor bipolar.

Remarcăm, ca o observație finală, că problema comutatoarelor de curent — datorită posibilităților de ajustare operațională a rețelelor rezistive de conversie — nu este atît de limitativă ca problema comparatorului sau a amplificatorului sumator, fapt ce permite utilizarea unei game largi de variante constructive adaptate costurilor de proiectare și producție minime.

A.5.1. CONVERTOARE NUMERIC-ANALOGICE HIBRIDE REPREZENTATIVE

Se prezintă cîteva exemple de convertoare numeric-analogice realizate în tehnologie hibridă, care pot fi considerate reprezentative din punct de vedere al rezoluției, preciziei și vitezei de conversie [8].

A.5.1.1. CNA DE MARE REZOLUȚIE DAC 1136/1137/1138

Familia de CNA hibride, realizată după schema bloc prezentată în fig. A.5.1, se caracterizează printr-o mare rezoluție și precizie. DAC 1136 de 16 biți are o neliniaritate de 1/2 LSB (0,0008%) și execută o conversie

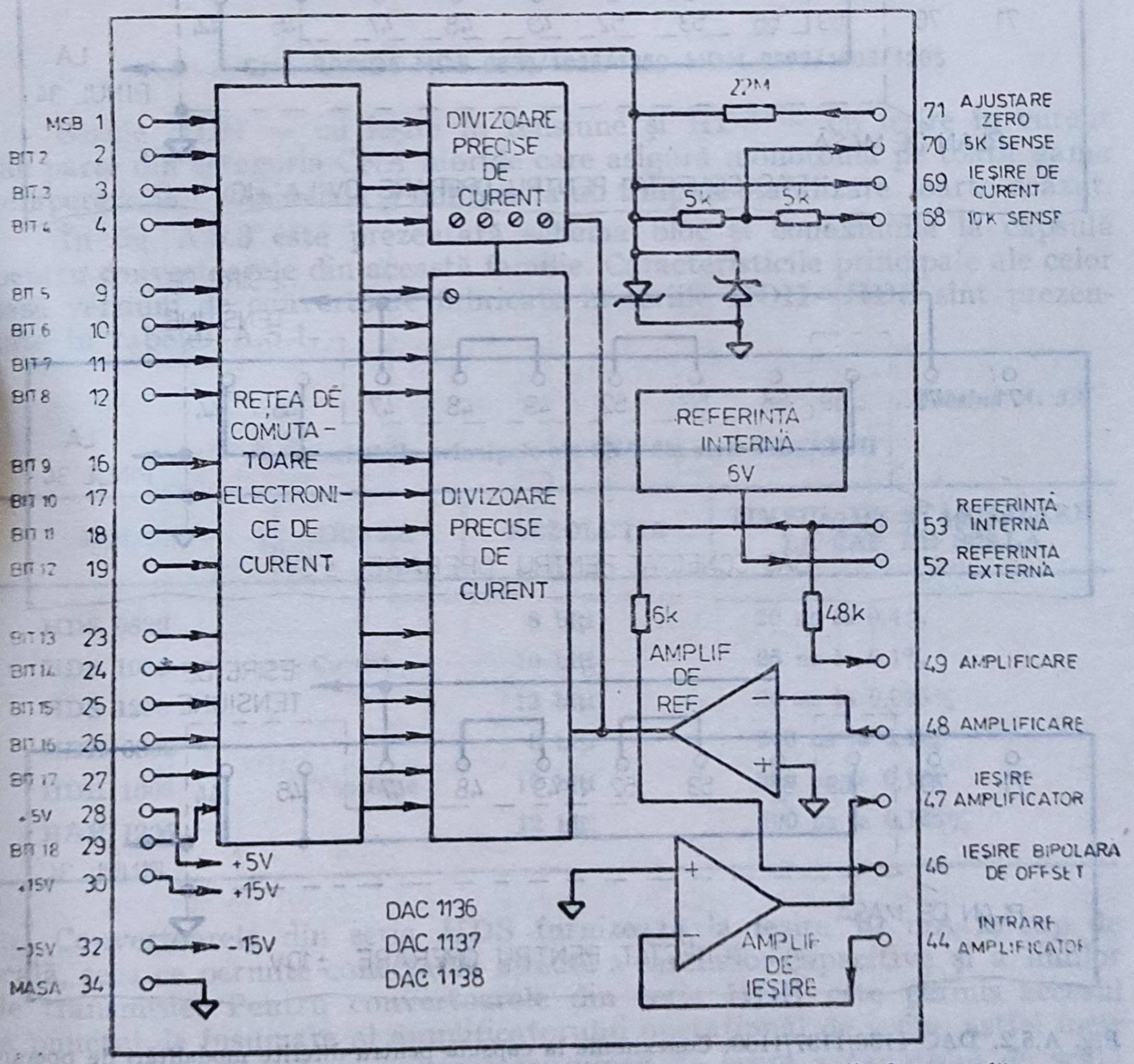


Fig. A.5.1. DAC 1136/1137/1138. Schema bloc și conexiunile la capsulă.

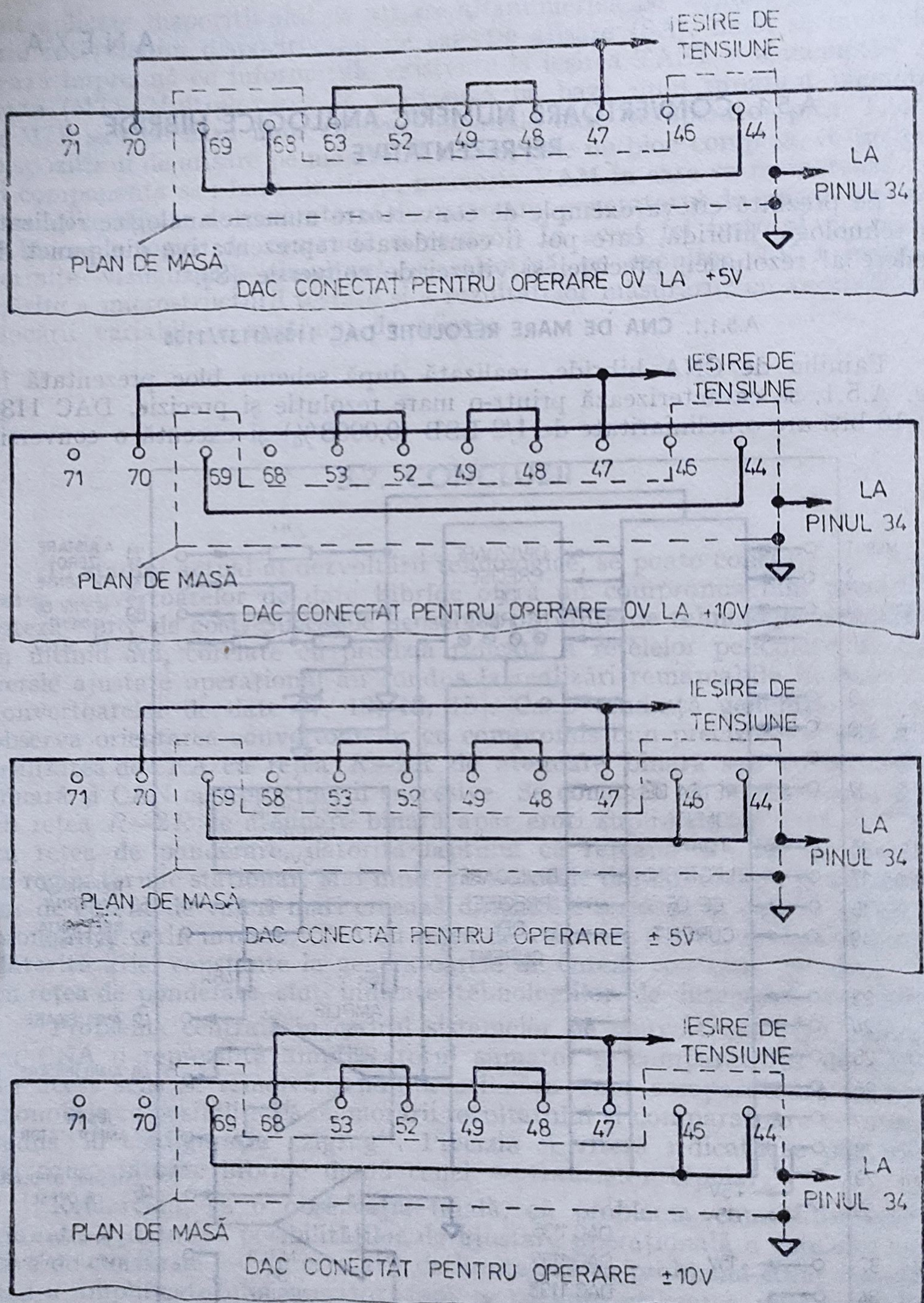


Fig. A.5.2. DAC 1136/1137/1138. Conexiunile la capsulă pentru diferite modalităţi de operare monopolară şi bipolară.

în 6 μs, iar DAC 1137/1138 de 18 biți cu o neliniaritate de 1/2 LSB (0,0002% efectuează o conversie în 10 μs.

Schema de bază combină surse de curent precise cu cele mai bune metode de comutare pentru a asigura liniaritatea la ieșire. Intrarea numerică este compatibilă TTL, iar ieșirea analogică oferă 2 mA la cap de scală. Se poate obține o ieșire în tensiune prin conectarea amplificatorului intern la ieșirea de curent. Prin executarea conexiunilor externe indicate în fig. A.5.2 se permite operarea monopolară sau bipolară pentru obținerea următoarelor domenii ale tensiunii de ieșire : 0 — +5 V ; 0 — +10 V ; ±5 V — ±10 V.

Acest convertor de mare rezoluție, cu o acuratețe excepțională, este indicat pentru aplicații în sisteme de achiziții de date multicanal, afișaje de mare rezoluție, testoare automate pentru dispozitive semiconductoare sau circuite integrate, sintetizatoare de frecvență și sisteme de control pentru reactoare nucleare.

A.5.1.2. CNA RAPIDE HDS 0820/1025/1250–HDH 0302/1003/1205

Seriile HDH — cu ieșire în tensiune și HDS — cu ieșire în curent fac parte din categoria CNA hibride care asigură monotonia pe toată gama temperaturilor comerciale și militare la un timp de stabilizare foarte scăzut.

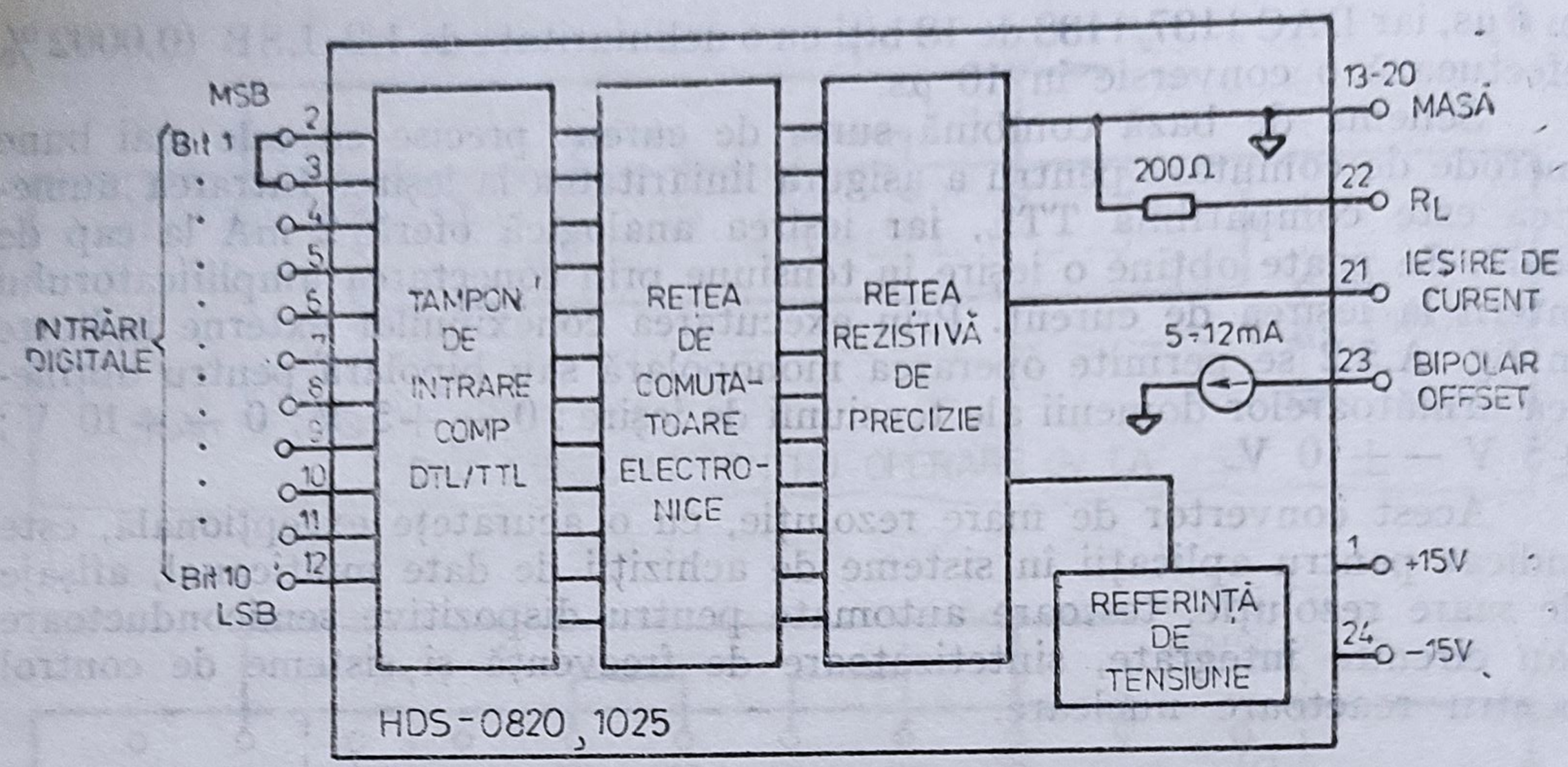
În fig. A.5.3 este prezentată schema bloc și conexiunile la capsulă pentru convertoarele din această familie. Caracteristicile principale ale celor șase versiuni de convertoare fabricate în seriile HDH—HDS sînt prezentate în tabelul A.5.1.

Tabelul A. 5.1

Caracteristicile principale ale CNA din seria HDS/HDH

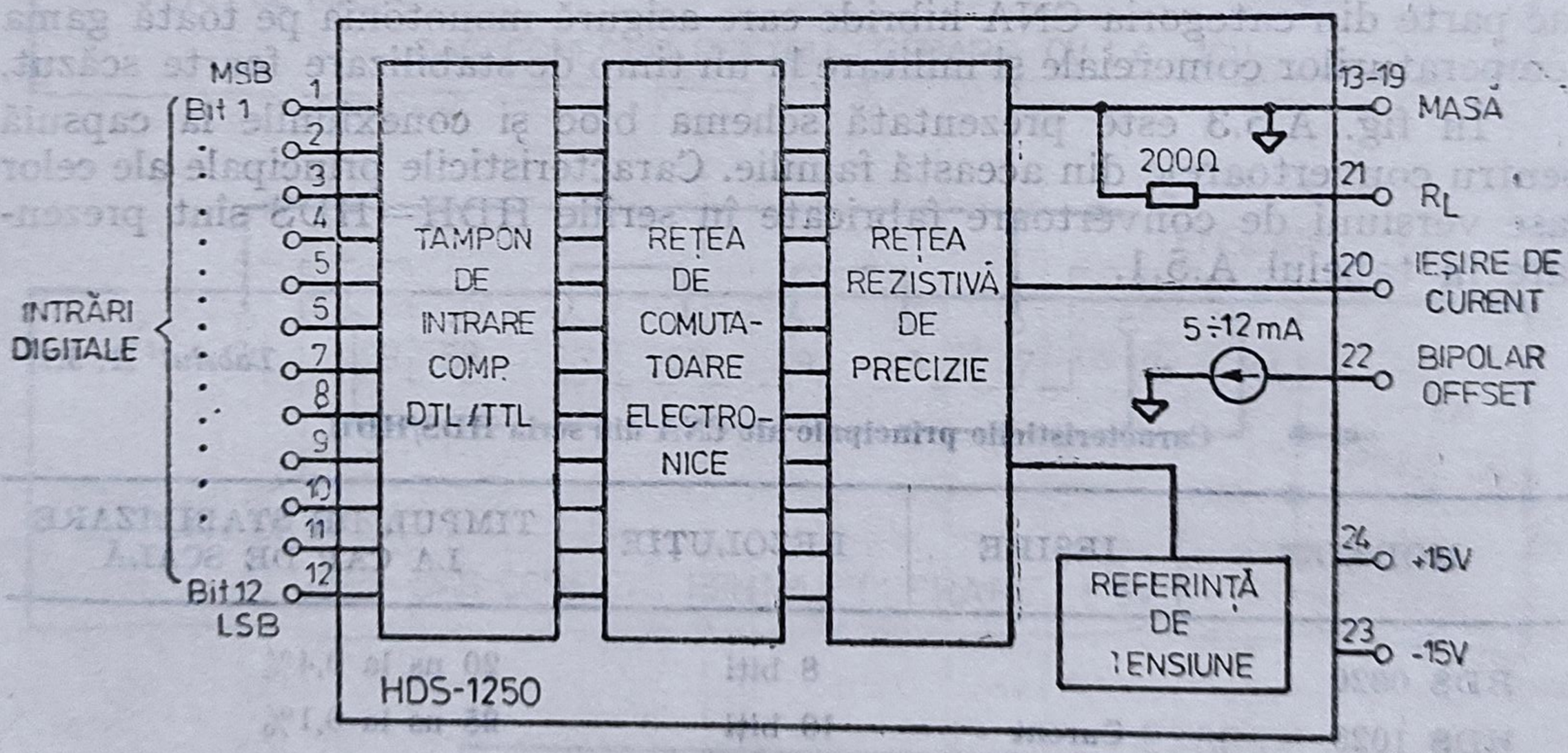
MODEL	IEȘIRE	REZOLUȚIE	TIMPUL DE STABILIZARE LA CAP DE SCALĂ
HDS 0820	Curent	8 biți	20 ns la 0,4%
HDS 1025		10 biți	25 ns la 0,1%
HDS 1250		12 biți	30 ns la 0,025%
HDH 0802	Tensiune	8 biți	200 ns la 0,4%
HDH 1003		10 biți	300 ns la 0,1%
HDH 1205		12 biți	500 ns la 0,125%

Convertoarele din seria HDS furnizează la ieșire 10 mA la cap de scală, ceea ce permite conectarea directă a sarcinilor capacitive și a liniilor de transmisie. Pentru convertoarele din serie HDH este permis accesul la punctul de însumare al amplificatorului operațional de ieșire, astfel încît se poate regla la valoarea dorită tensiunea de ieșire a capătului de scală



Notă. În versiunea de 8 biți, pinii 11 și 12 nu sînt conectați intern și pinul 10 este LSB

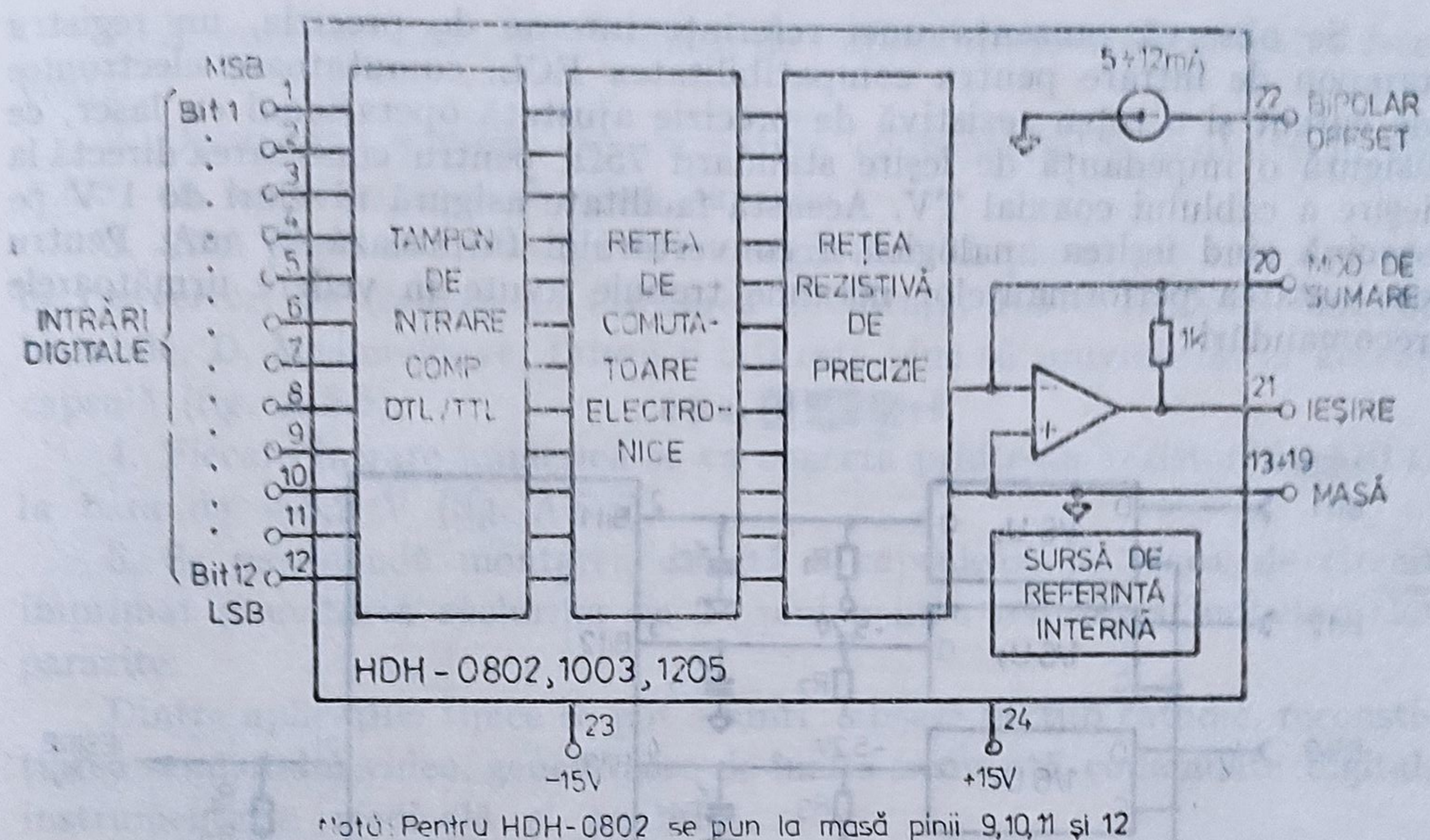
a. Schema bloc a HDS-0820 și HDS-1025



b. Schema bloc a HDS-1250

Fig. A.5.3. Schemele bloc ale convertoarelor din seriile HDS—HDH.

față de valoarea maximă ± 5 V. Operația de șuntare cu un rezistor extern a rezistorului intern de 1 kΩ va reduce și mai mult offsetul mic al amplificatorului operațional. Dintre aplicațiile tipice se pot enumera: prelucrarea și reconstituirea semnalelor video, afișaje pe tub catodic, realizarea echipamentelor militare și medicale specializate.



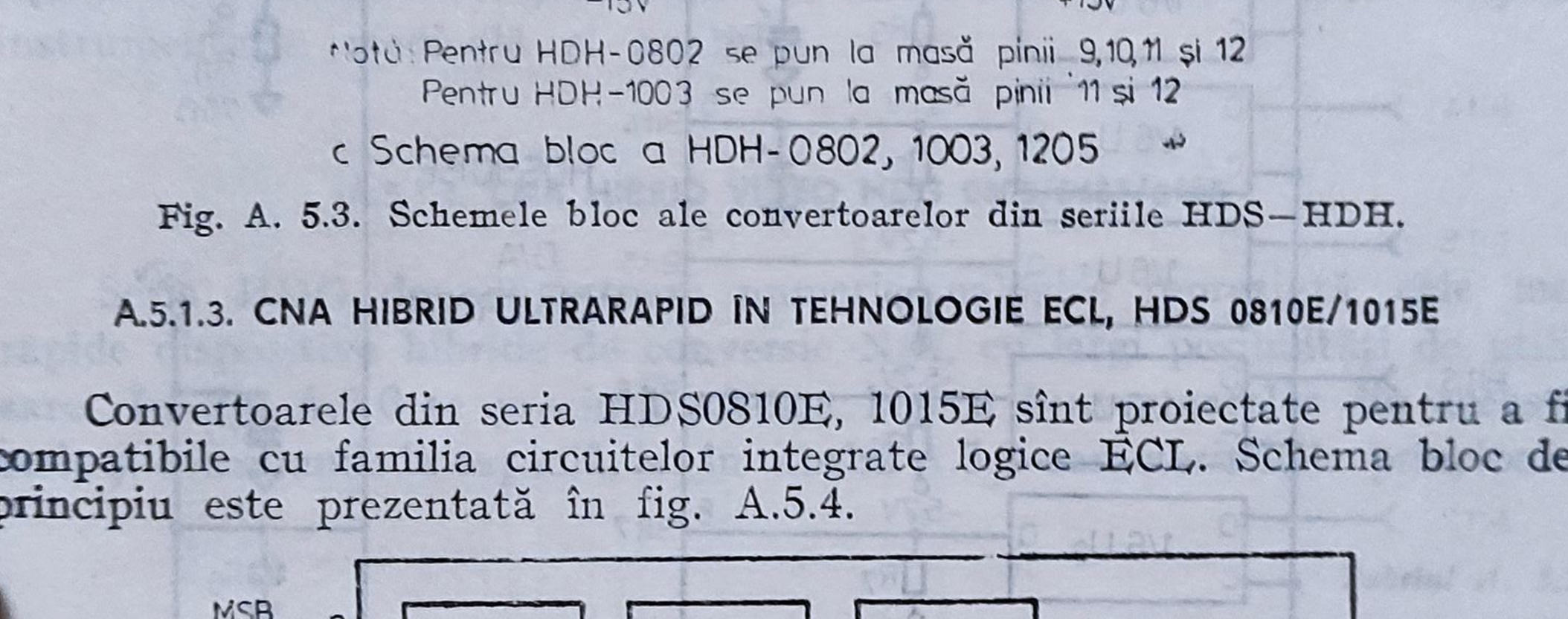
Notă: Pentru HDH-0802 se pun la masă pinii 9,10,11 și 12
Pentru HDH-1003 se pun la masă pinii 11 și 12

c Schema bloc a HDH-0802, 1003, 1205

Fig. A. 5.3. Schemele bloc ale convertoarelor din seriile HDS—HDH.

A.5.1.3. CNA HIBRID ULTRARAPID ÎN TEHNOLOGIE ECL, HDS 0810E/1015E

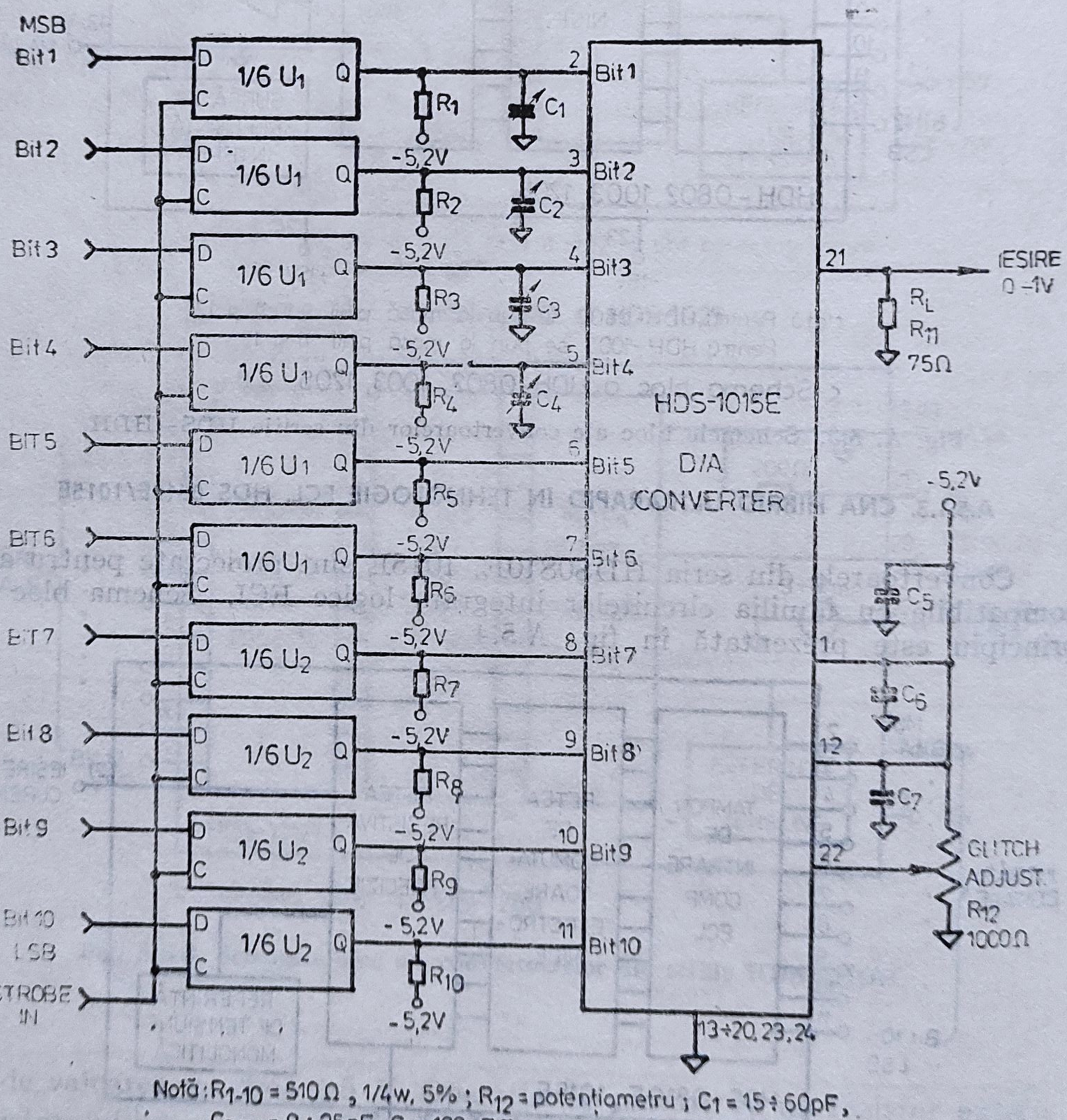
Convertoarele din seria HDS0810E, 1015E sînt proiectate pentru a fi compatibile cu familia circuitelor integrate logice ECL. Schema bloc de principiu este prezentată în fig. A.5.4.



Notă Pentru HDS-0810E pinii 10 și 11 nu sînt conectați intern

Fig. A.5.4. Schema bloc și conexiunile la capsulă a convertoarelor HDS—0810 E, 1015 E.

Se observă prezența unei referințe interne de precizie, un registru tampon de intrare pentru compatibilitatea ECL, comutatoare electronice de curent și o rețea rezistivă de precizie ajustată operațional cu laser, ce asigură o impedanță de ieșire standard 75Ω, pentru conectarea directă la ieșire a cablului coaxial TV. Această facilitate asigură niveluri de 1 V pe sarcină cînd ieșirea analogică a convertorului furnizează 27 mA. Pentru exploatarea performanțelor maxime trebuie avute în vedere următoarele recomandări :



Notă: $R_{1\text{-}10} = 510\,\Omega$, 1/4w, 5% ; R_{12} = potențiometru ; $C_1 = 15 \div 60$pF, $C_{2,3,4} = 9 \div 35$pF, $C_5 = 100\,\mu$F Tantal , $C_{6,7} = 0{,}1\,\mu$F ceramic, $U_{1,2} = 10176$ bistabili D.

La varianta HDS-0810E pinii 10 și 11 sînt neconectați.

Fig. A.5.5. Schema tipică de utilizare a HDS—1015 E.

1. Asigurarea unui plan de masă de impedanţă scăzută la înaltă frecvenţă.

2. Decuplarea surselor de alimentare cu capacităţile indicate în fig. A.5.5, cît mai aproape de pinii capsulei.

3. CNA poate fi comandat de un registru ECL, plasat cît mai aproape de convertor. Se recomandă utilizarea circuitului 10176 HEX format din bistabile, D, Master-Slave. Primii 6 biţi este bine să provină de la aceeaşi capsulă (fig. A.5.5).

4. Fiecare intrare numerică se va conecta printr-un rezistor de 510 Ω la bara de −5,2 V (fig. A.5.5).

6. Se recomandă montarea directă a capsulelor pe placa de circuit imprimat şi evitarea soclurilor cu 24 pini pentru reducerea inductanţelor parazite.

Dintre aplicaţiile tipice se pot aminti : afişaje pe tub catodic, reconstituirea semnalului video, generatoare de înaltă frecvenţă comandate digital, instrumentaţie medicală şi analitică.

A.5.1.4. CNA HIBRID VIDEO HDG 0805/0605/0405

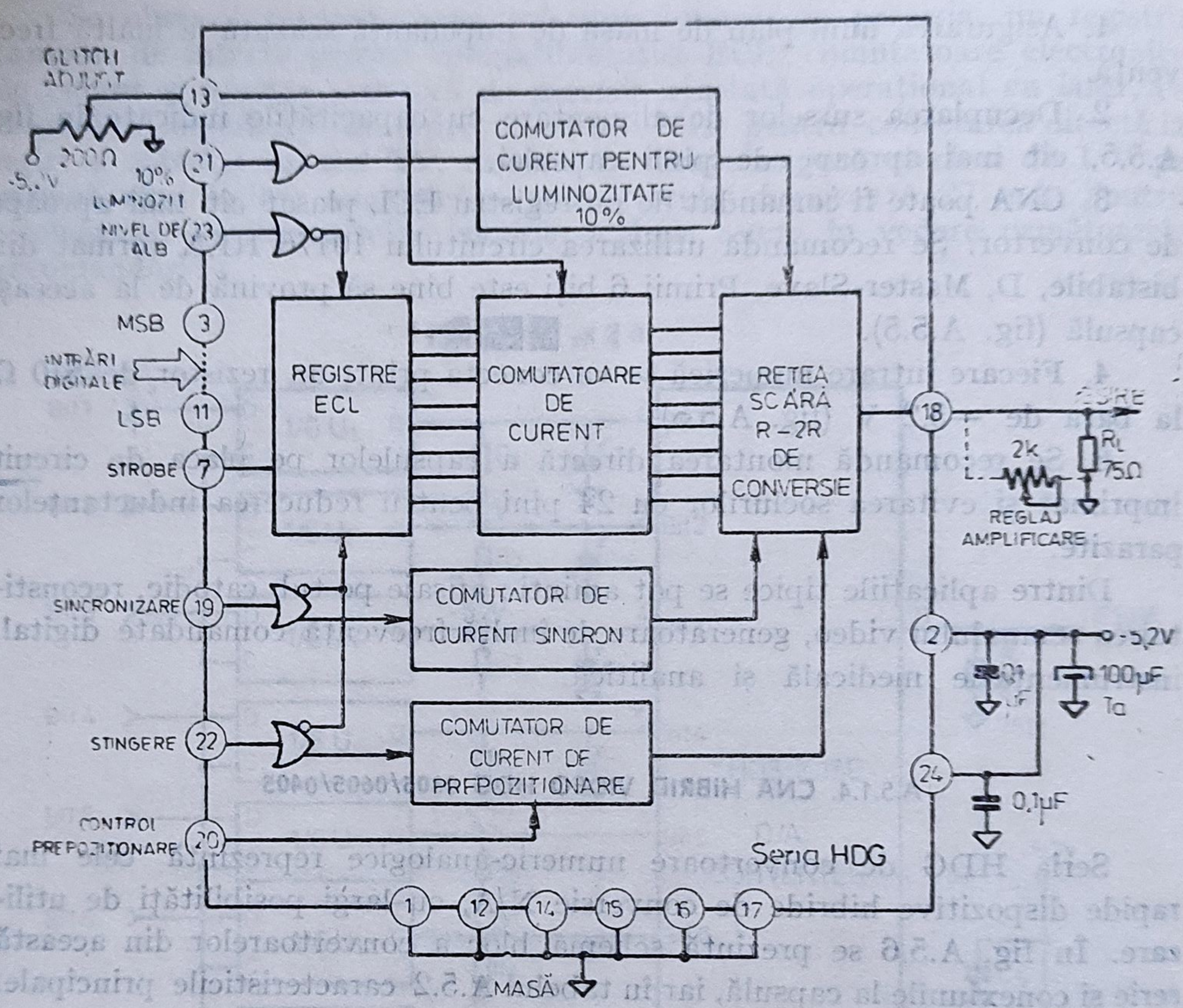
Seria HDG de convertoare numeric-analogice reprezintă cele mai rapide dispozitive hibride de conversie N/A, cu largi posibilităţi de utilizare. În fig. A.5.6 se prezintă schema bloc a convertoarelor din această serie şi conexiunile la capsulă, iar în tabelul A.5.2 caracteristicile principale.

Tabelul A. 5.2

Caracteristicile principale ale CNA din seria HDG

Model	Ieşire	Rezoluţie	Precizie % din cap de scală	Timpul de stabilizare
HDG 0805	CURENT	8 biţi	0,4%	8 ns
HDG 0605	−17 mA	6 biţi	1,6%	6 ns
HDG 0405		4 biţi	6,4%	4 ns

Toate cele trei modele au încorporate dispozitive de control incluzînd : controlul digital sincron, reglaj de luminozitate (10%) şi registre de intrare compatibile ECL. Curentul furnizat la ieşire de −17 mA este suficient pentru a dezvolta 1 V pe o sarcină video de 75 Ω. Ca aplicaţii tipice sînt



Notă: Toate intrările digitale se conectează la -5,2V prin rezistențe de 2k. Pentru HDG-0605 pinul 9 este LSB, iar pentru HDG-0405 pinul 6 este LSB.

Fig. A.5.6. Schema bloc și conexiunile la capsulă a convertoarelor din seria HDG.

indicate: reconstruirea semnalului video, afișaje grafice pe dispozitive cu tub catodic, generatoare de curent sau tensiune, ultrarapide pentru instrumentație analitică.

A.5.2. CONVERTOARE ANALOG-NUMERICE HIBRIDE REPREZENTATIVE

Convertoarele analog-numerice hibride prezentate în continuare pot fi considerate reprezentative din punct de vedere al performanțelor raportate [8].

A.5.2.1. CNA PE 12 BIȚI FOARTE RAPID AD 578

AD 578 este un convertor analog-numeric hibrid pe 12 biți de mare viteză, construit pe principiul aproximărilor succesive. În fig. A.5.7 este înfățișată schema bloc și conexiunile la capsulă. Convertorul se compune dintr-un registru de aproximări succesive pe 12 biți, un CNA monolitic, tact intern, referință și comparator de precizie. Arhitectura internă include cipuri monolitice din generația integrării pe scară medie (MSI), liniare și digitale, interconectate prin tehnica circuitelor integrate hibride cu pelicule subțiri. Performanțele caracteristice asigură o eroare de liniaritate maximă la 25°C de 0,012%, variația cîștigului cu temperatura de ±30 ppm/°C, un consum de 775 mW și timp de conversie de 4 ns. AD 578 conține rezistoare de precizie la intrare care permit operarea unipolară și bipolară cu semnale analogice 0—10 V; 0—20 V; ±5 V; ±10 V. Ieșirea numerică în logică TTL pozitivă permite accesul datelor serie și paralel. Este dispo-

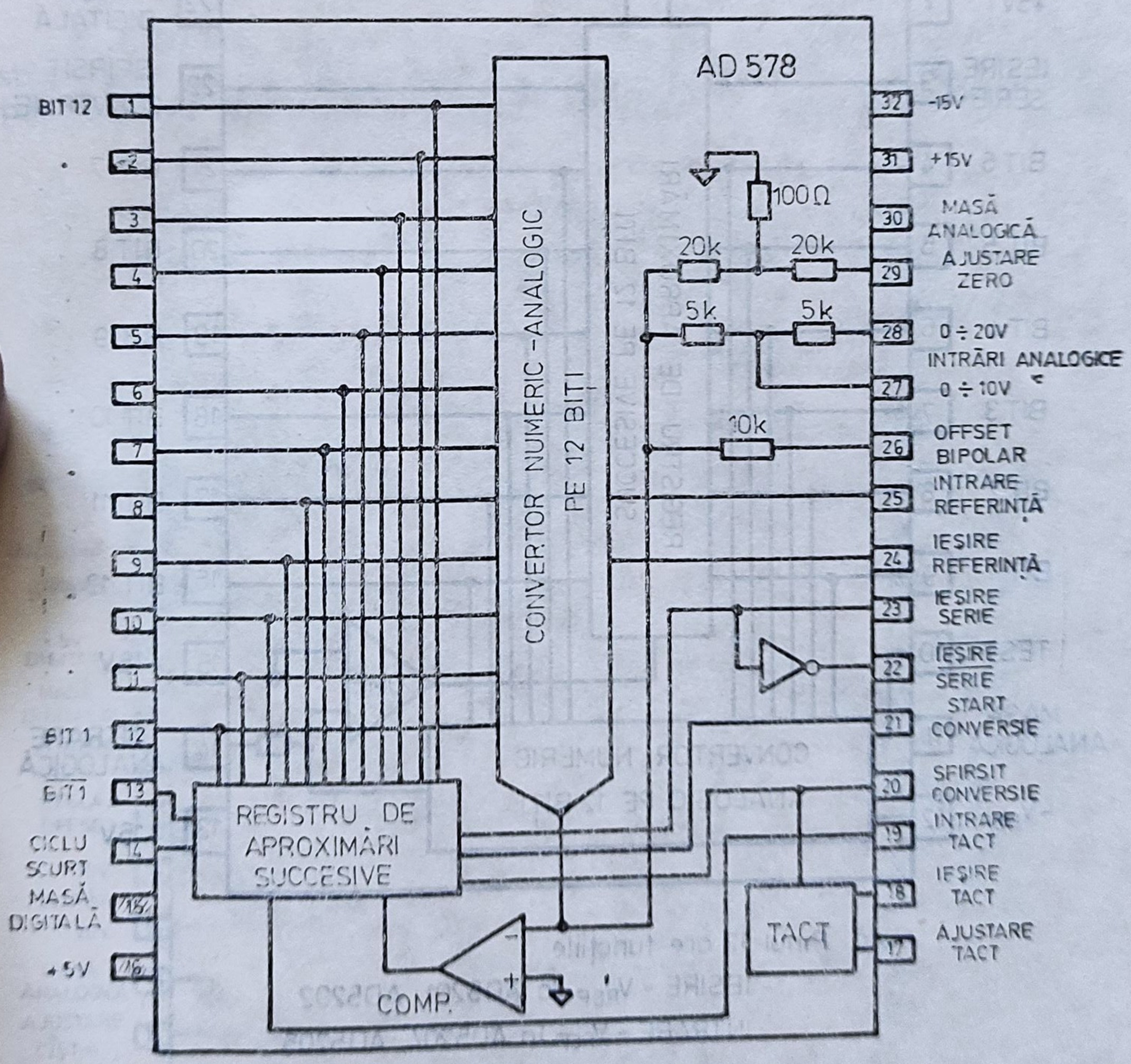
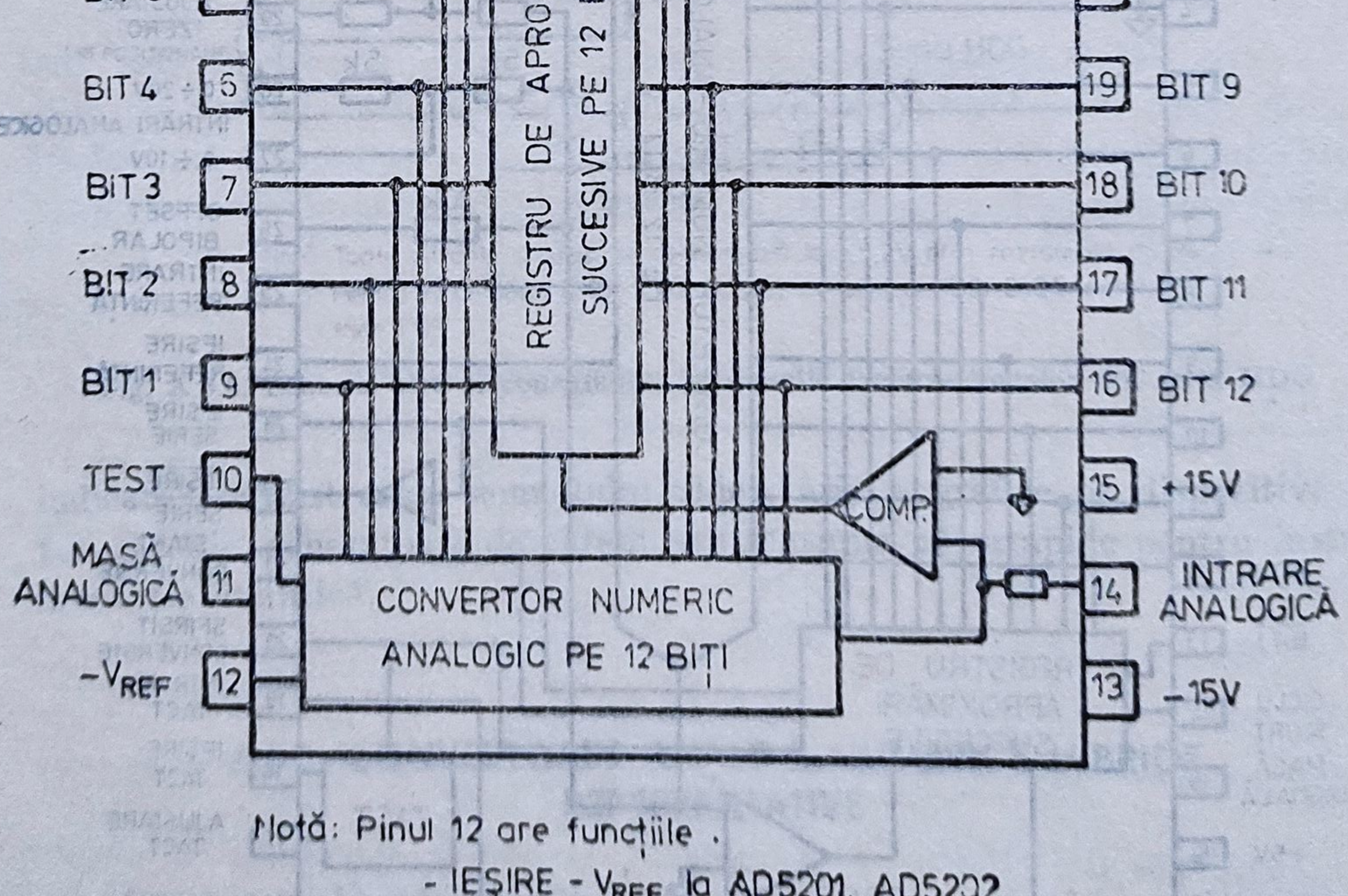


Fig. A.5.7. AD 578. Schema bloc și conexiunile la capsulă.

nibil în trei variante : K și J comerciale cu o eroare de liniaritate de ±3/4 LSB între 0—70°C și varianta S militară cu 3/4 LSB liniaritate între —25—+100°C, respectiv ±2 LSB între —55—+125°C. Datorită vitezei ridicate la conversie, este util în aplicații de procesare a semnalelor audio.

A.5.2.2. CAN PE 12 BIȚI DE PRECIZIE AD 5200

Dispozitivele din seria AD 5200 sînt convertoare analog-numerice hibride pe 12 biți cu aproximări succesive. Arhitectura hibridă utilizează structuri MSI liniare și digitale, precum și rezistoare cu pelicule subțiri de



Notă: Pinul 12 are funcțiile .
- IEȘIRE - V_{REF} la AD5201, AD5202
- INTRARE - V_{REF} la AD5204, AD5205

Fig. A.5.8. Schema bloc și conexiunile la capsulă pentru convertoarele din seria AD 5200.

mare stabilitate ajustate operaţional cu Laser, pentru a oferi un convertor fără ajustări exterioare. Schema bloc cu conexiunile la capsulă este prezentată în fig. A.5.8.

Se observă o concepţie nouă la realizarea convertorului AD 5200, care încorporează un CNA de 12 biţi cu reacţie negativă pentru creşterea stabilităţii. Coeficientul de temperatură scăzut al CNA garantează liniaritatea de ± 1/2 LSB în domeniul temperaturilor comerciale şi militare. Convertoarele din seria AD 5200 sînt disponibile în patru variante: A şi B comerciale, S şi T militare şi acceptă semnale analogice de intrare ± 5V (AD 5201/AD 5204) şi ±10 V (AD 5202/AD 5205). Toate tipurile sînt furnizate în capsule DIP ceramice, ermetice şi ecranate.

A.5.2.3. CAN CU APROXIMĂRI SUCCESIVE HIBRID ADC 80

ADC 80 este un convertor analog-numeric, complet de 12 biţi, construit după schema bloc prezentată în fig. A.5.9. Arhitectura internă conţine structuri MSI digitale şi liniare monolitice, interconectate prin trasee

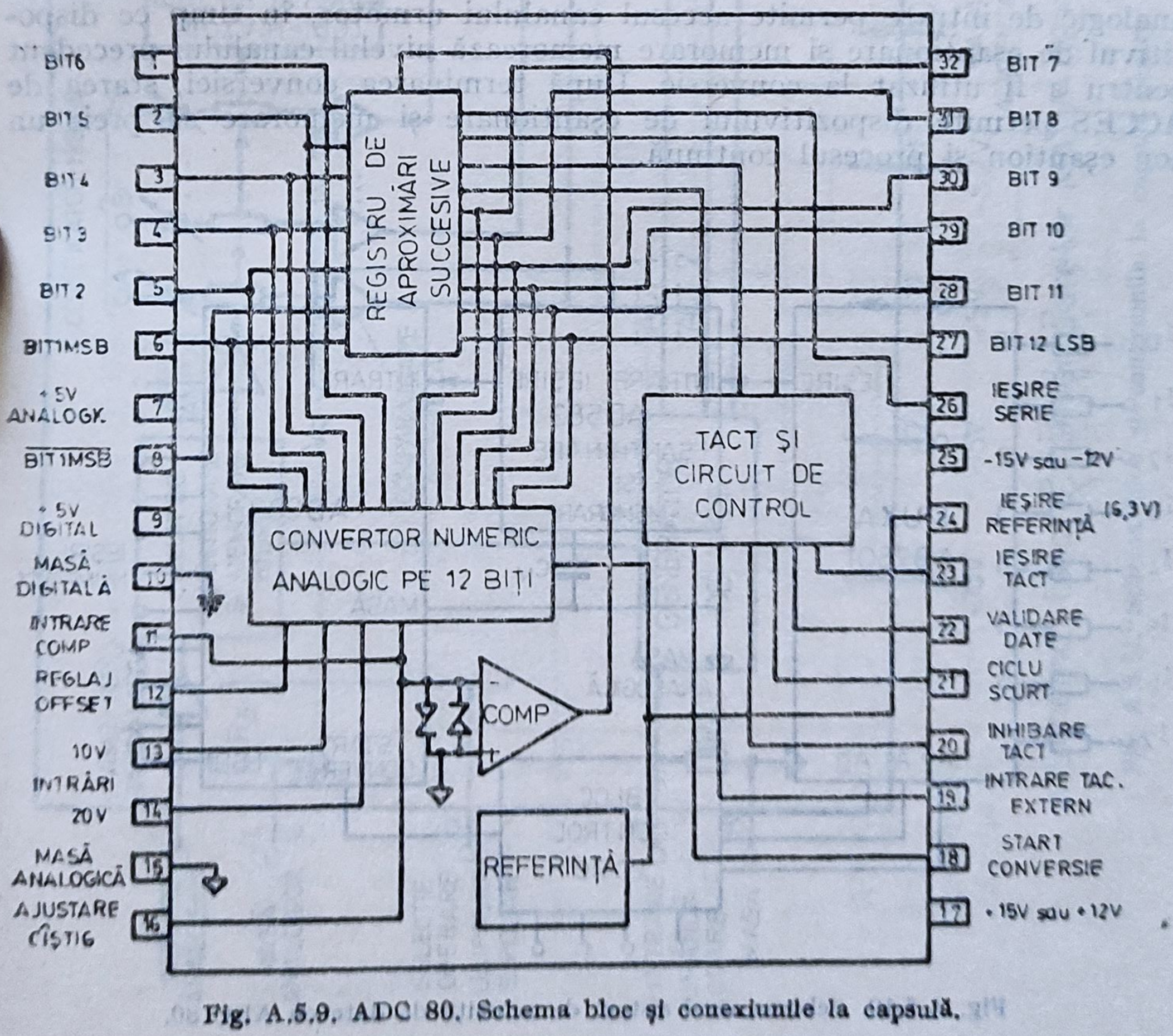


Fig. A.5.9. ADC 80. Schema bloc şi conexiunile la capsulă.

cu pelicule subțiri și lipiri termocompresive. Pe lîngă registrul de aproximări succesive și convertorul numeric-analogic monolitic, ADC 80 conține: generator de tact intern, referință de tensiune și comparator de precizie. Caracteristicile principale ale acestor convertoare sînt:

— eroarea de liniaritate maximă la 25°C ±0,012%
— coeficientul de temperatură maxim 30 ppm/°C
— puterea disipată tipică 800 mW
— timp de conversie maxim 2,5 μs.

Dispozitivele ADC 80 se fabrică în două clase de performanță:

ADC 80—12 cu liniaritatea la cap de scală maxim 0,012%

ADC 80—10 cu liniaritatea la cap de scală maxim 0,048%.

Ambele variante funcționează în gama temperaturilor —25 — +85°C și se livrează în capsule ceramice DIP ermetic închise, cu 32 terminale.

Dintre aplicațiile tipice ale lui ADC 80 se remarcă utilizarea în sistemele de conversie analog-numerică multicanal. Sistemul de achiziții de date multicanal din fig. A.5.10 reprezintă o soluție economică cu ADC 80.

Pentru o utilizare mai eficientă a timpului de achiziție, multiplexorul analogic de intrare permite accesul canalului următor, în timp ce dispozitivul de eșantionare și memorare memorează nivelul canalului precedent pentru a fi utilizat la conversie. După terminarea conversiei, starea de ACCES permite dispozitivului de eșantionare și memorare să preia un nou eșantion și procesul continuă.

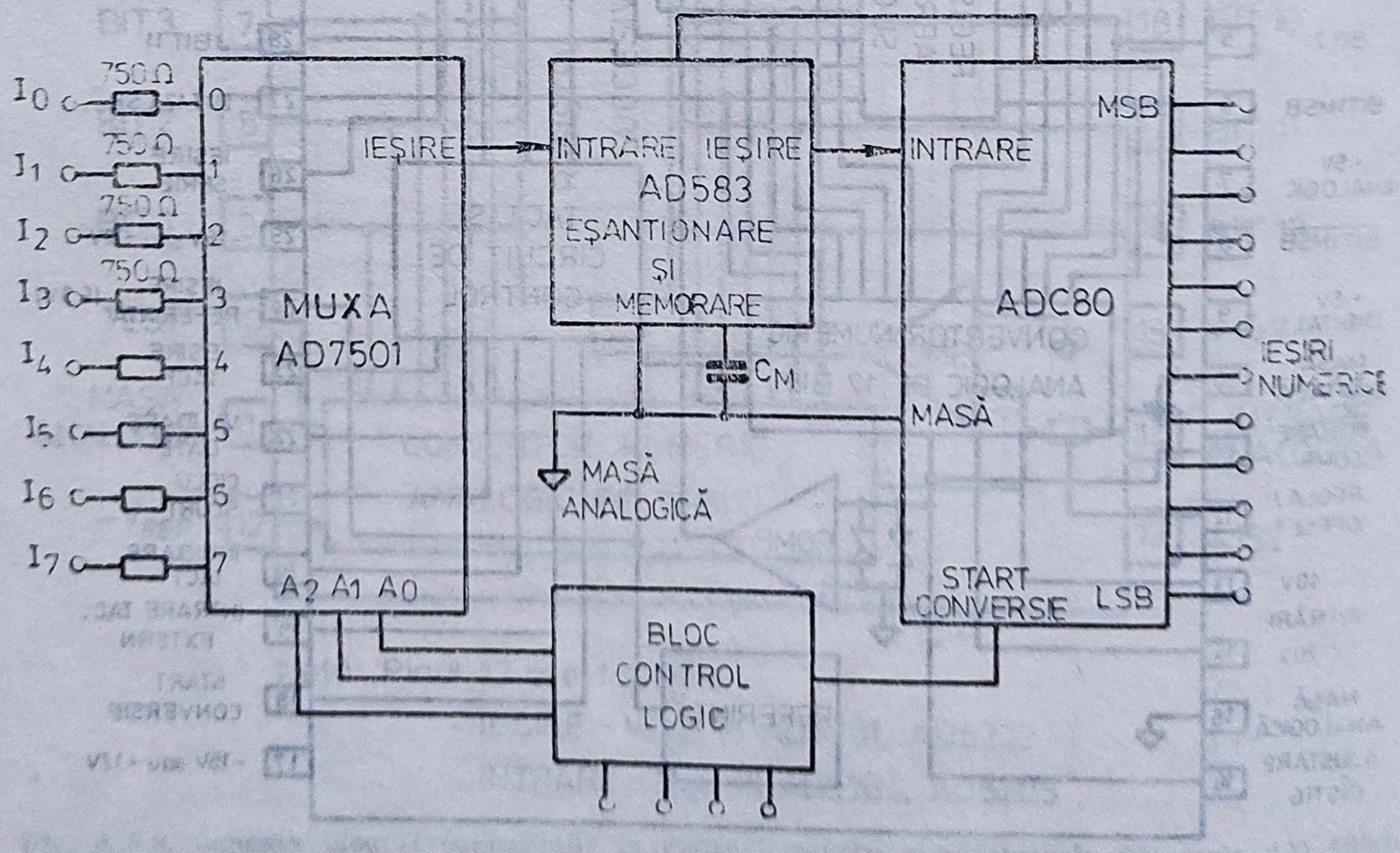
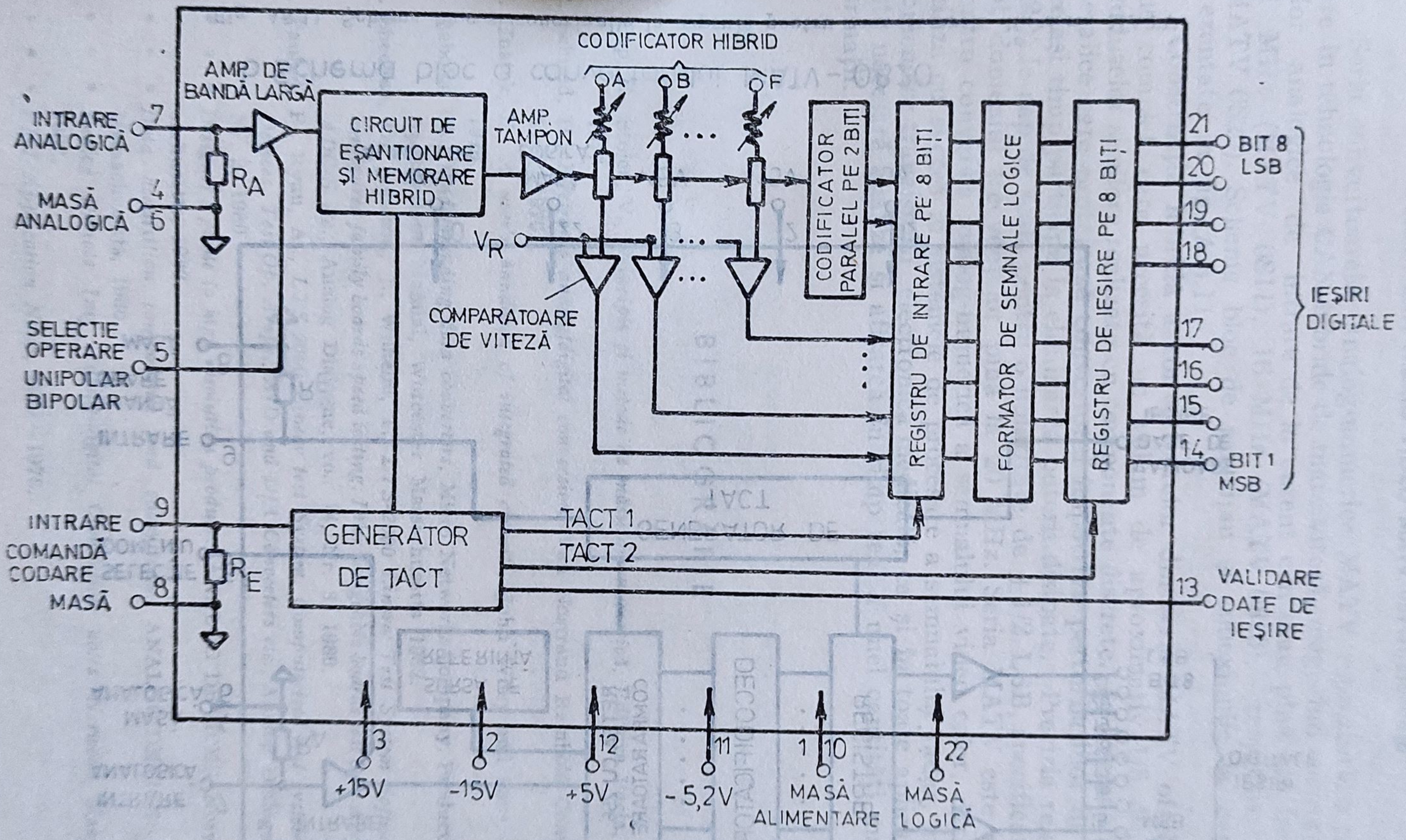
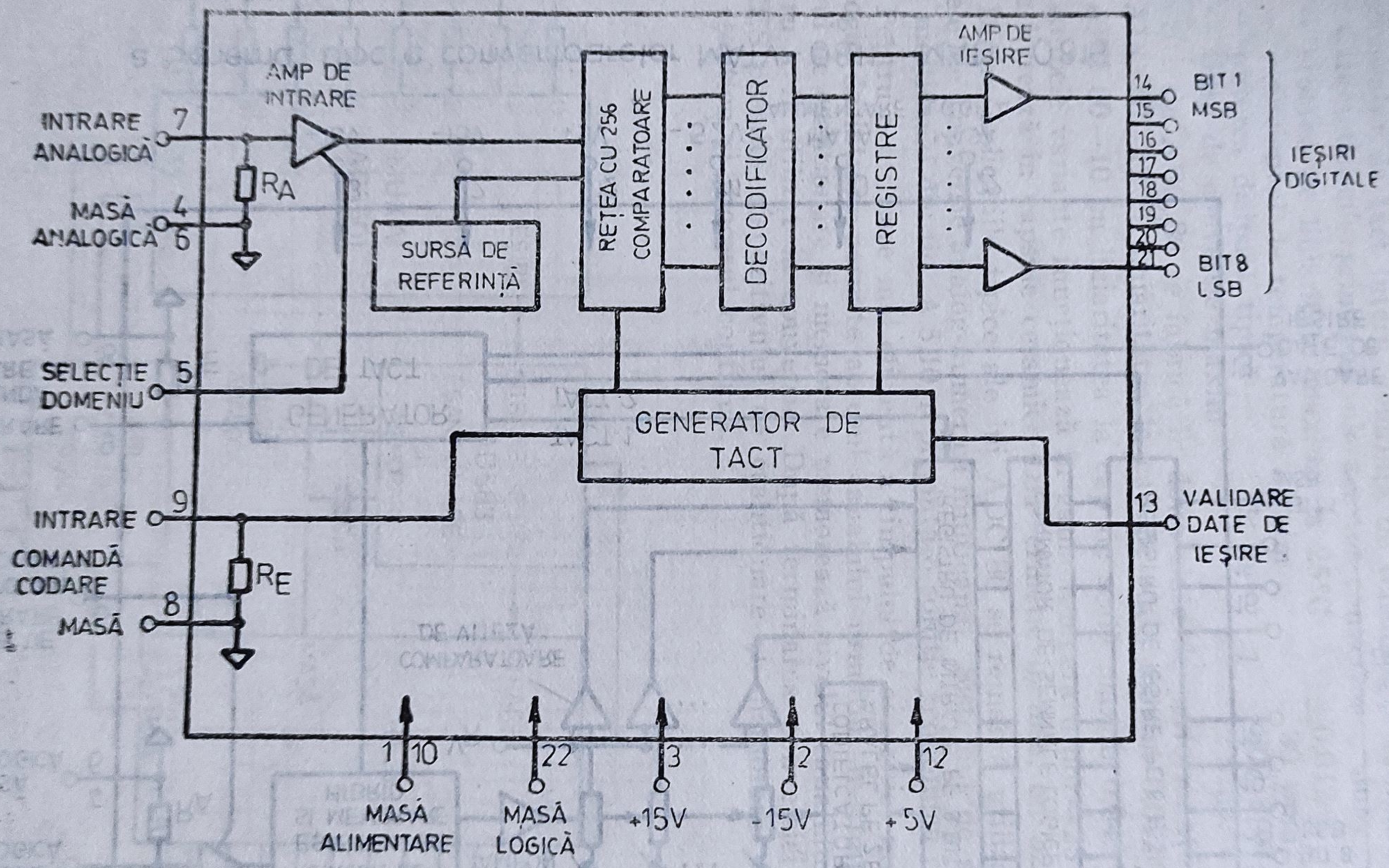


Fig. A.5.10. Schema unui sistem de achiziții de date cu ADC 80.



a. Schema bloc a convertoarelor MATV-0811, MATV-0816

Fig. A.5.11. Schema bloc şi conexiunile la capsulă pentru convertoarele din seria MATV.



b. Schema bloc a convertorului MATV-0820

Fig. A5.11. Schema bloc și conexiunile la capsulă pentru convertoarele din seria MATV.

A.5.2.4. CAN HIBRID VIDEO MATV 0811/0816/0820

Seria convertoarelor analog-numerice MATV reprezintă o mare realizare în tehnologia CAN hibride de mare viteză, asigurînd conversia semnalelor analogice de intrare de la curent continuu pînă la frecvenţe de 11 MHz (MATV 0811), 16 MHz (MATV 0816), respectiv 20 MHz (MATV 0820). Schema bloc de principiu şi conexiunile la capsulă sînt prezentate în fig. A.5.11.

Construcţia hibridă a convertoarelor din seria MATV oferă un produs complet, care necesită un volum de aproximativ 1/5 din volumul produselor similare realizate cu componente discrete. Se livrează în capsule metalice care protejează convertorul împotriva perturbaţiilor de RF şi în acelaşi timp participă la eliminarea puterii disipate. Precizia relativă este 0,2% la cap de scală pentru o liniaritate de $\pm 1/2$ LSB, specificată pentru tot domeniul frecvenţelor pînă la 20 MHz. Seria MATV este proiectată pentru conversia analog-numerică a semnalului video color, dar se poate utiliza cu succes în sistemele de procesare a semnalului radar, analiza fenomenelor tranzistorii, electronică medicală, ca şi în toate aplicaţiile unde este necesară analiza şi afişarea în timp real a unei cantităţi mari de informaţii.

BIBLIOGRAFIE

1. Pop, E., Stoica, V., *Peincipii şi metode de măsurare numerică*, Editura Facla, Timişoara, 1977.
2. Schmid, H., *Electronic analog/digital conversion*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1970.
3. Hnatek, E., *A user's handbook of integrated circuits*, John Wiley and Sons, New York, 1973.
4. Sabolis, Gh., *Understanding data converters*, Micro Networks Company, Product Guide and Applications Manual, Worcester Massachusetts 1982.
5. Sheehan, G., Johnson, J., Wilhelm, T., *LTS-2000 Linera Test System Software — configured family boards speed testing. Interchangeable boards test Op. Amps, DAC-S ADC-S etc.*, Analog Dialogue, vo.. 14, Nr. 3, 1980.
6. Pauliot, F., Ryau, Al., *LTS-2000 Linear test System. Computerized test system for linear Devices. Test Op. Amps., A/D and D/A Converters etc.*, Analog Dialogue, vol. 14, Nr. 3, 1980.
7. * * * *Designer's guide to high resolution products*, ANALOG DEVICES, Norwood, Massachusetts, 1982.
8. * * * *Data acquisition components and subsystems*, ANALOG DEVICES, Norwood, Massachusetts, 1980.
9. * * * *Analog Devices Inc. Analog-digital Conversion notes Norwood*, Massachusetts, 1982.
10. * * * *PMI Application Notes*, 1977—1978.

11. **Harea**, V., *Tendințe actuale în realizarea unor DAC cu compromis bun produclivitate—pre cizie*, Referat nr. 2, în cadrul pregătirii pentru doctorat, IPTV Timişoara, 1980.
12. **Harea**, V., Cârstea, H., *Asupra utilizării rețelelor R—2R și tendințe actuale în realizarea DAC*, Lucrările sesiunii de comunicări științifice de electronică aplicată, septembrie, 1979, Timişoara.
13. * * * *Integrated circuit chips for precision hybrids*, ANALOG DEVICES, 1979.
14. * * * *Zambeznaia radioelectronica*, Nr. 5, și 6, 1976.
15. * * * *Burr Brown, General Catalog*, 1981.
16. Groza, V., Toma, A., Maica, A., *Testor de convertoare numeric analogice*, Lucrările CNETAC, București, 1982.
17. Cârstea, H., Leu, R., *Testor de convertoare numeric analogice hibride pe plachetă*, Lucrările simpozionului „Aplicații ale electronicii industriale", Craiova, 1983.
18. Cârstea, H., Leu, R., *Dispozitiv multifuncțional de afișaj pe monitor TV*, Lucrările simpozionului „Contribuții la dezvoltarea electronicii medicale," Timişoara, 1983

Capitolul 6

TRADUCTOARE PELICULARE

6.1. INTRODUCERE

În prezent, măsurarea fenomenelor cu variaţii rapide în timp este comună tuturor domeniilor de activitate. Ca urmare, nevoia de măsurători într-o bandă largă de frecvenţe implică utilizarea de traductoare miniatură, sensibile la variaţii mici şi montate cît mai aproape de fenomenul supus analizei. Pentru astfel de situaţii, miniaturizarea traductoarelor convenţionale necesită modificarea tehnologiei, aplicarea unor operaţii speciale, deseori riscante, cîteodată imposibil de realizat. Acesta este cazul particular al apropierii de limita de conductivitate sau de fazare a profilelor subţiri utilizate ca traductoare de presiune în turbine [1]. Mai mult, caracteristicile aerodinamice, mecanice, electrice şi de transfer de căldură al profilelor prelucrate la dimensiuni foarte mici se modifică necontrolabil. Apare necesitatea unor ajustări ulterioare de fineţe pentru asigurarea preciziei şi reproductivităţii traductoarelor astfel realizate, ceea ce conduce la o rată mare a defecţiunilor şi implicit costuri de producţie ridicate.

Pentru a răspunde nevoilor de instrumentaţie în domeniul aerodinamicii, acusticii, cercetărilor medicale sau cosmice, ca şi cerinţelor crescînde ale roboticii, în ultima decadă (1975—1985) s-a dezvoltat o nouă familie de traductoare de tip „peliculare" a căror grosime totală nu depăşeşte 80 μm. Apariţia traductoarelor peliculare şi a reţelelor de traductoare integrate la preţuri accesibile pieţii a fost posibilă datorită progreselor tehnologice ale microelectronicii dictată de producerea microprocesoarelor şi a circuitelor VLSI.

În stadiul actual de dezvoltare [2], traductoarele peliculare acoperă domeniul măsurătorilor de presiune, temperatură, flux de căldură şi radiaţii, existînd deja cercetări promiţătoare în domeniul producerii traductoarelor integrate pentru măsurarea distanţelor a cîmpurilor electrice şi magnetice sau umidităţii.

6.2. ELEMENTE SPECIFICE TRADUCTOARELOR PELICULARE

Traductoarele peliculare sînt structuri plan paralele obţinute prin depunere succesivă în vid înalt pe suporţi izolanţi a unor materiale metalice, dielectrice sau semiconductoare.

După natura mărimilor fizice detectate, traductoarele peliculare se pot clasifica astfel:

— traductoare de presiune cu detecţie capacitivă;

— traductoare de temperatură şi flux de căldură care utilizează efectul termoelectric dintre două metale sau aliaje depuse sub formă de pelicule subţiri;

— traductoare pentru analiza suprafeţelor de separaţie a fluxurilor aerodinamice bazate pe variaţia rezistivităţi metalelor pure în funcţie de temperatură;

— traductoare pentru măsurarea grosimilor mici bazate pe modificarea frecvenţei de rezonanţă a unui cristal de cuarţ sub acţiunea greutăţii materialului depus.

Proprietăţile comune tuturor acestor traductoare sînt:

— grosimea maximă a peliculelor depuse 80 μm;

— integrarea pe suprafaţa de măsurat fără prelucrări speciale, de aici rezultînd o menţinere constantă a proprietăţilor mecanice, electrice şi aerodinamice a peliculelor depuse şi o foarte mică modificare a proprietăţilor termice;

— posibilitatea realizării în cadrul aceluiaşi proces tehnologic a mai multor traductoare pe acelaşi suport, ceea ce conduce la obţinerea de traductoare cu aceleaşi calităţi. Se poate proceda chiar la integrarea traductorului împreună cu schema electronică de prelucrare a semnalului măsurat;

— se pot realiza traductoare cu dimensiuni geometrice, formă a elementelor sensibile şi distribuirea pe suprafaţă, adaptate la cerinţele metrologice;

— o flexibilitate mare dictată de posibilitatea ajustării funcţionale (în cursul procesului tehnologic) nedistructiv a elementelor componente.

6.2.1. SUBSTRATURILE UTILIZATE

Ca substrat se utilizează de obicei materiale izolatoare, ca: sticle speciale (fără conţinut de ioni alcalini), ceramici (Al_2O_3), de înaltă puritate şi oxizi de beriliu sau siliciu. Se mai utilizează substrate monocristaline de siliciu şi safir. Pentru senzori cu suprafaţă mare de acţionare se utilizează folii poliamidice (Kapton produs al firmei Du Pont de Nemours), care izolează senzorul de suprafaţă pe care a fost aplicat.

Alegerea substratului depinde de natura aplicației și de cerințele impuse traductorului. Iată cîteva criterii:

— domeniul de utilizare al senzorului;
— proprietățile mecanice și electrice specificate;
— coeficientul de dilatare termică;
— conductivitatea termică;
— stabilitatea chimică în timp;
— prețul de cost.

6.2.2. MATERIALE PENTRU DEPUNERE

Cele mai importante proprietăți ale materialelor depuse sub formă de straturi subțiri sînt:

— sensibilitatea parametrilor stratului la variația parametrilor de proces;
— adeziunea la substratele izolatoare;
— stabilitatea chimică și în timp;
— stabilitatea proprietăților electrice, mecanice și termice.

Alte proprietăți care depind de mărimea măsurată:

— dependența mărimii furnizate la ieșire de temperatura și de grosimea stratului depus;
— liniaritatea măsurătorii;
— imunitatea față de perturbațiile exterioare.

Dintre cele mai utilizate materiale depuse sub formă de straturi subțiri amintim: Au, Ag, Al, Cu, Pt, Cr, Ta, SiO, SiO_2, Ta_2O_5.

6.2.3. METODE DE OBȚINERE

În funcție de natura materialului care se dorește să se obțină sub formă de strat subțire, se deosebesc următoarele procedee de depunere:

— evaporare termică în vid;
— pulverizare catodică;
— oxidare anodică;
— depunere electrolitică;

În ultimul timp se utilizează tot mai des și următoarele procedee de depunere;

— oxidare termică;
— depunere din fază gazoasă;
— depunere de plasmă.

6.2.4. DEFINITIVAREA FORMEI TRADUCTORULUI

Obținerea configurației geometrice dorită pentru traductorul peliculare este posibilă utilizînd procedeele:

— depunere peste măști metalice;
— fotolitografie urmată de corodări selective;
— tehnica lift-off;
— tăiere cu fascicul laser.

Alegerea unui anumit procedeu depinde de structura fizică a senzorului, dar și de disponibilitățile tehnologice. Uneori se utilizează procedee diferite aplicate succesiv.

6.2.5. AJUSTAREA TRADUCTOARELOR PELICULARE

Utilizarea procedeelor de structurare prezentate mai sus permite obținerea unor toleranțe de pînă la cîteva procente. Dacă totuși sînt solicitate dimensiuni mai precise, se recomandă următoarele procedee de ajustare:

— șlefuire mecanică cu discuri rotative sau diamante;
— oxidare anodică (se modifică grosimea stratului prin creșterea rezistivității superficiale);
— modificarea rezistivității prin implantare ionică;
— ajustare cu fascicul laser.

6.2.6. STABILIZAREA ȘI ÎMBĂTRÎNIREA TERMICĂ

Una din cerințele de bază ale traductoarelor cu peliculă subțire este stabilitatea în timp a parametrilor. Ca urmare, după definirea geometriei de circuit și ajustarea funcțională are loc o stabilizare termică și electrică a parametrilor în atmosferă oxidantă la diferite temperaturi și umidități ale mediului.

6.3. TRADUCTOARE PELICULARE DE TEMPERATURĂ

Traductoarele peliculare de temperatură se bazează pe detecția fenomenelor termice. În această clasă sînt cuprinse traductoarele pentru: detecția temperaturii și a fluxului de căldură, analiza suprafețelor de separație și măsurarea valorii absolute a temperaturii.

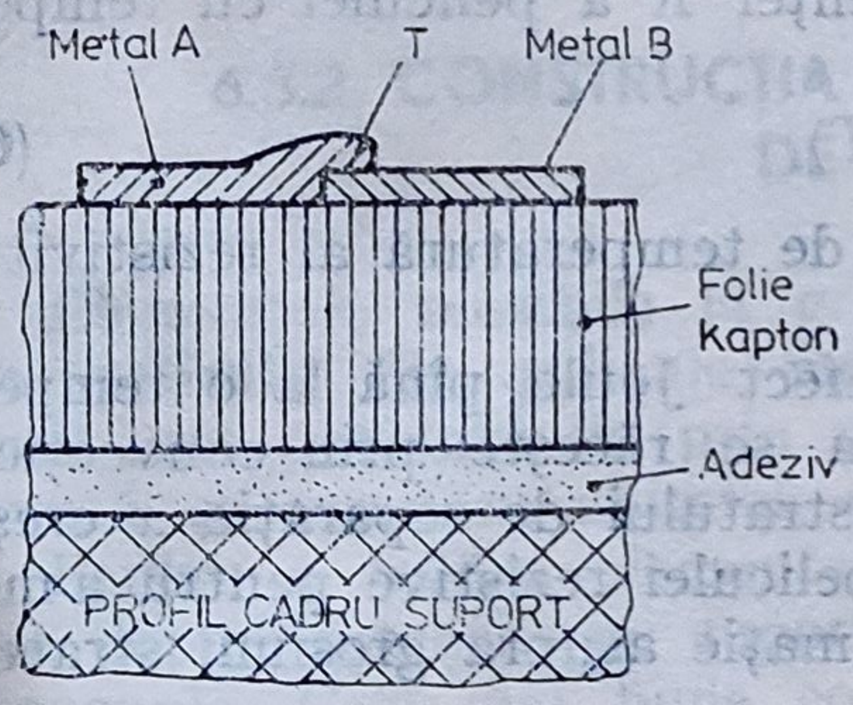
6.3.1. PRINCIPIUL DE MĂSURARE

Detectoarele de temperatură și de flux de căldură (fig. 6.1, *a*, 6.1, *b*) se bazează pe existența efectului termoelectric la joncțiunea a două metale sau aliaje A și B [5] conectate într-un circuit închis. Tensiunea electromotoare e care apare la bornele circuitului depinde de temperatura T_c a joncțiunii calde și de temperatura T_r a joncțiunii reci, prin următoarea relație polinomială [1]

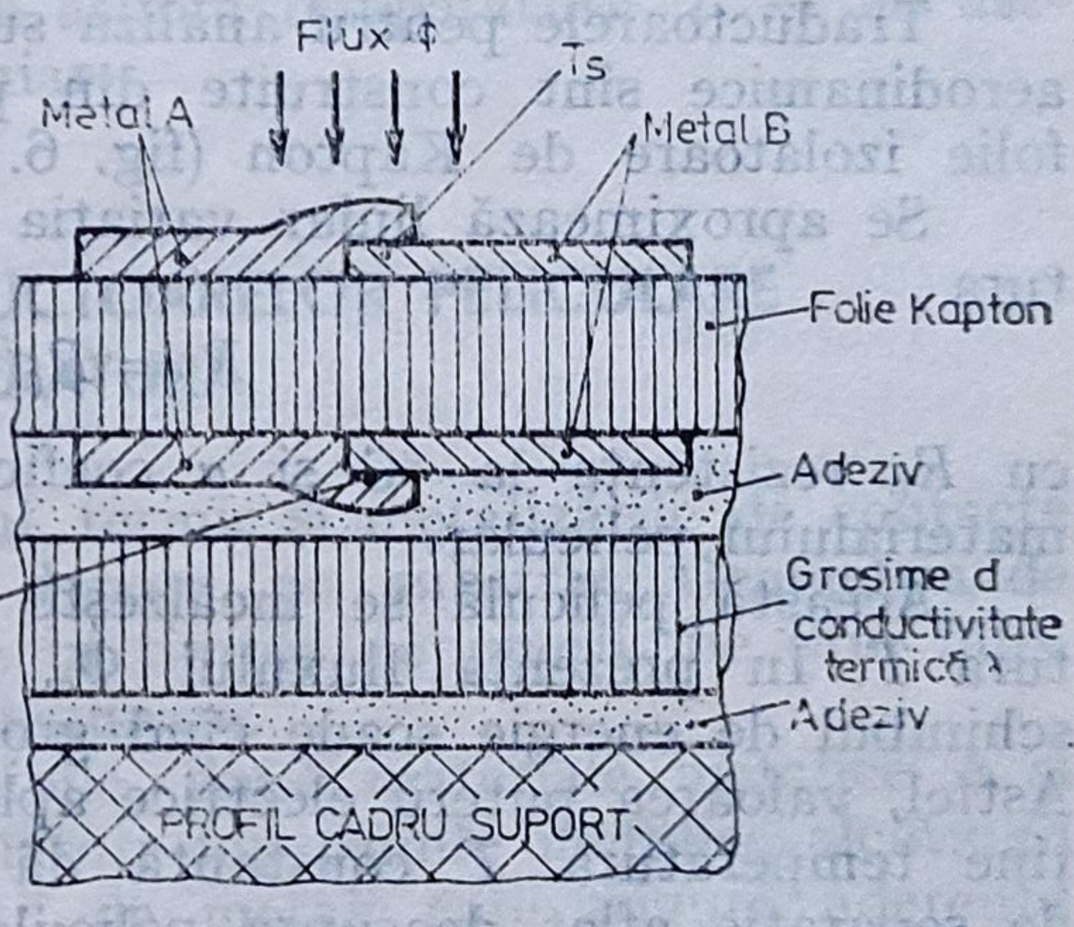
$$e = a_1(T_c - T_r) + \frac{1}{2} a_2(T_c^2 - T_r^2) + \dots \qquad (6.1)$$

a_1, a_2 fiind constante de material.

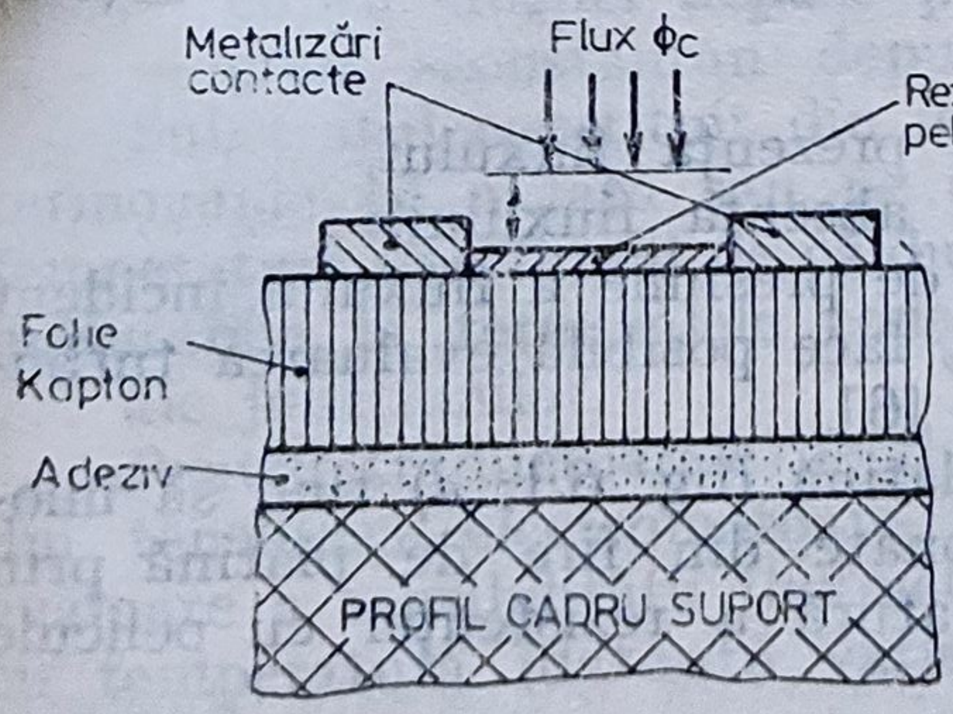
Dacă se menține constantă temperatura joncțiunii reci T_r, relația (6.1) dă o informație asupra temperaturii mediului în care se poziționează traductorul.



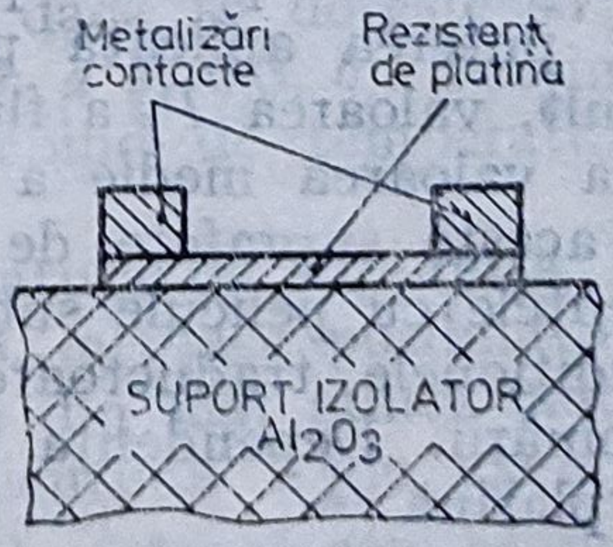
a. Traductor de temperatură



b. Traductor de flux de căldură



c. Traductor pentru analiza suprafețelor de separație



d. Traductor de temperatură cu rezistență de platină

Fig. 6.1. Principii constructive de traductoare de temperatură.

Determinarea fluxului de căldură Φ este posibilă prin măsurarea diferenţei de temperatură $\Delta T = T_s - T_i$ de pe cele două feţe laterale ale unui element calorimetric, realizat din folie de Kapton cu grosimea d şi conductivitatea termică λ

$$\Phi = \frac{\lambda}{d}(T_s - T_i), \tag{6.2}$$

T_s şi T_i fiind măsurate cu două termocuple a căror diferenţă de tensiune electromotoare este Δe.

Diferenţa de temperatură $\Delta T = T_s - T_i$ fiind mică, se poate utiliza o expresie cvasiliniară pentru exprimarea fluxului

$$\Phi \cong \frac{\lambda}{d} \cdot \frac{\Delta e}{K}, \tag{6.3}$$

K fiind coeficientul de sensibilitate al termocuplelor în gama temperaturilor măsurate.

Traductoarele pentru analiza suprafeţelor de separaţie a unor fluxuri aerodinamice sînt construite din pelicule subţiri metalice depuse pe o folie izolatoare de Kapton (fig. 6.1, *c*) supuse fluxului termic Φ_c.

Se aproximează liniar variaţia rezistenţei R a peliculei cu temperatura

$$R = R_0(1 + \alpha T), \tag{6.4}$$

cu R_0 rezistenţa la °C şi α coeficientul de temperatură al rezistivităţii materialului pelicular.

Această peliculă se încălzeşte prin efect Joule pînă la o temperatura T. În prezenţa fluxului Φ_c, pelicula se răceşte prin convecţie şi schimbul de energie scade cînd grosimea stratului de separaţie x creşte. Astfel, valoarea puterii electrice aplicată peliculei rezistive pentru a menţine temperatura T constantă dă o formaţie asupra grosimii stratului de separaţie aflat deasupra peliculei [1].

$$P_c = P_c(x) = P_v - P_0, \tag{6.5}$$

unde:

P_v este puterea aplicată peliculei în prezenţa fluxului,

P_0 — puterea aplicată peliculei în absenţa fluxului.

Mai mult, valoarea P_f a fluctuaţiilor de presiune a fluxului incident raportată la valoarea medie a puterii P_v face posibilă evaluarea turbulenţei τ la aceste suprafeţe de separaţie [6].

Rezistenţele cu pelicule subţiri din platină (fig. 6.1, *d*) tind să înlocuiască tradiţionele traductoare confecţionate din fire de platină prin tehnica bobinării. Dependenţa de temperatură a rezistenţei cu pelicule subţiri din platină

$$R = R_0(1 + \alpha T - \beta T^2), \tag{6.6}$$

cu $\alpha = 3{,}93 \cdot 10^{-4}$ (°C^{-1}); $\beta = 8 \cdot 10^{-7}$ (°C^{-2}), poate fi utilizată la măsurarea prin procedee clasice a temperaturii. Dacă se dispune de un

generator de curent constant I care debitează în rezistența de platină $R(T)$ (fig. 6.2), un generator de tensiune constantă V_{ref}, amplificatorul operațional AO amplifică diferența de potențial

$$\Delta u = R(T) \cdot I - V_{ref}. \qquad (6.7)$$

Dacă V_s este tensiunea de ieșire a AO cu amplificarea în buclă închisă A

$$V_s = A\Delta u = AR(T) \cdot [I - V_{ref}], \qquad (6.8)$$

atunci instrumentul de măsură indică o mărime θ proporțională cu tensiunea V_s

$$\theta = kV_s = kA[R(T) \cdot I - V\,ref]. \qquad (6.9)$$

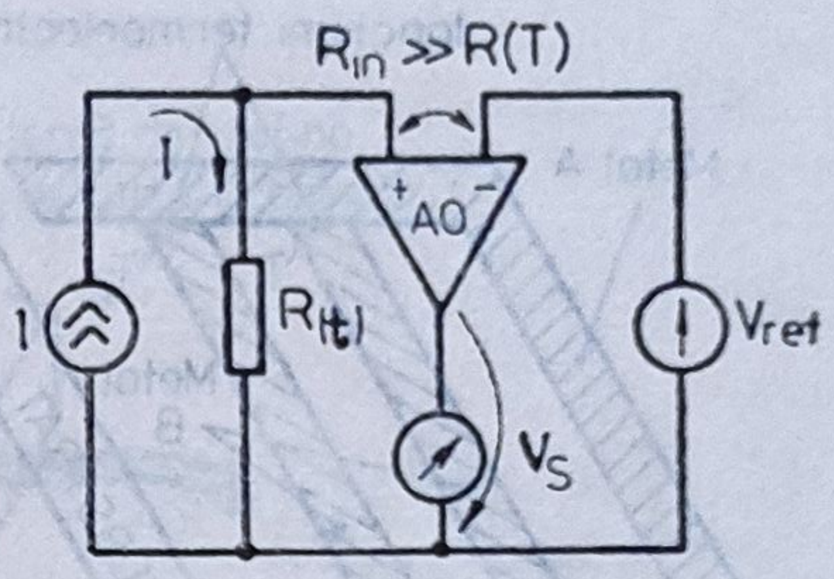


Fig. 6.2. Schemă pentru evidențierea dependenței de temperatură a rezistenței de platină.

Această dependență oferă o informație asupra temperaturii T — un asemenea termometru va fi desigur neliniar.

6.3.2. CONSTRUCȚIA TRADUCTOARELOR PELICULARE DE TEMPERATURĂ

Elementele sensibile la gradientul termic și metalizările de contacte sînt realizate din pelicule metalice depuse pe substrat. Geometria de circuit este obținută fie prin mascare în timpul depunerii, fie prin fotogravură și corodare chimică după depunere.

Pentru a realiza elementele sensibile, două materiale metalice A și B se depun succesiv pe suportul izolator, joncțiunile metalice alcătuind termocuple. Cele mai bune combinații de metale care asigură aderența la substrate și o sensibilitate termoelectronică ridicată sînt:

— cupru—nichel depuse prin evaporare în vid,

— crom—constantan depuse prin pulverizare sau jet de plasmă.

Substratul constituit din folia de Kapton este echipat cu mai multe termocuple pe o față sau pe amîndouă, dacă se dorește să se măsoare temperatura sau fluxul de căldură (fig. 6.3, *a* și 6.3, *b*). Tensiunile $e_1 e_2 \ldots$ măsurabile la terminalele conexiunilor depind de temperaturile T_1, T_2, ... ale joncțiunilor.

Pentru traductoarele de flux, temperatura de suprafață T_s obținută din tensiunea electromotoare e_s (fig. 6.3, *b*) face posibilă o mai bună evaluare a sensibilității fluxmetrului, care din mai multe motive variază cu temperatura (datorită variației coeficientului λ de exemplu).

Conectarea traductoarelor la aparate de măsură este asigurată cu fire de conexiuni lipite prin termocompresiune sau cositorire. În regiunile de contact apar termocuple pulsatorii datorită joncțiunilor fir-metalizare de conexiuni. Pentru minimizarea erorilor, toate aceste joncțiuni trebuie aduse la aceeași temperatură și stabilizate la o valoare cunoscută.

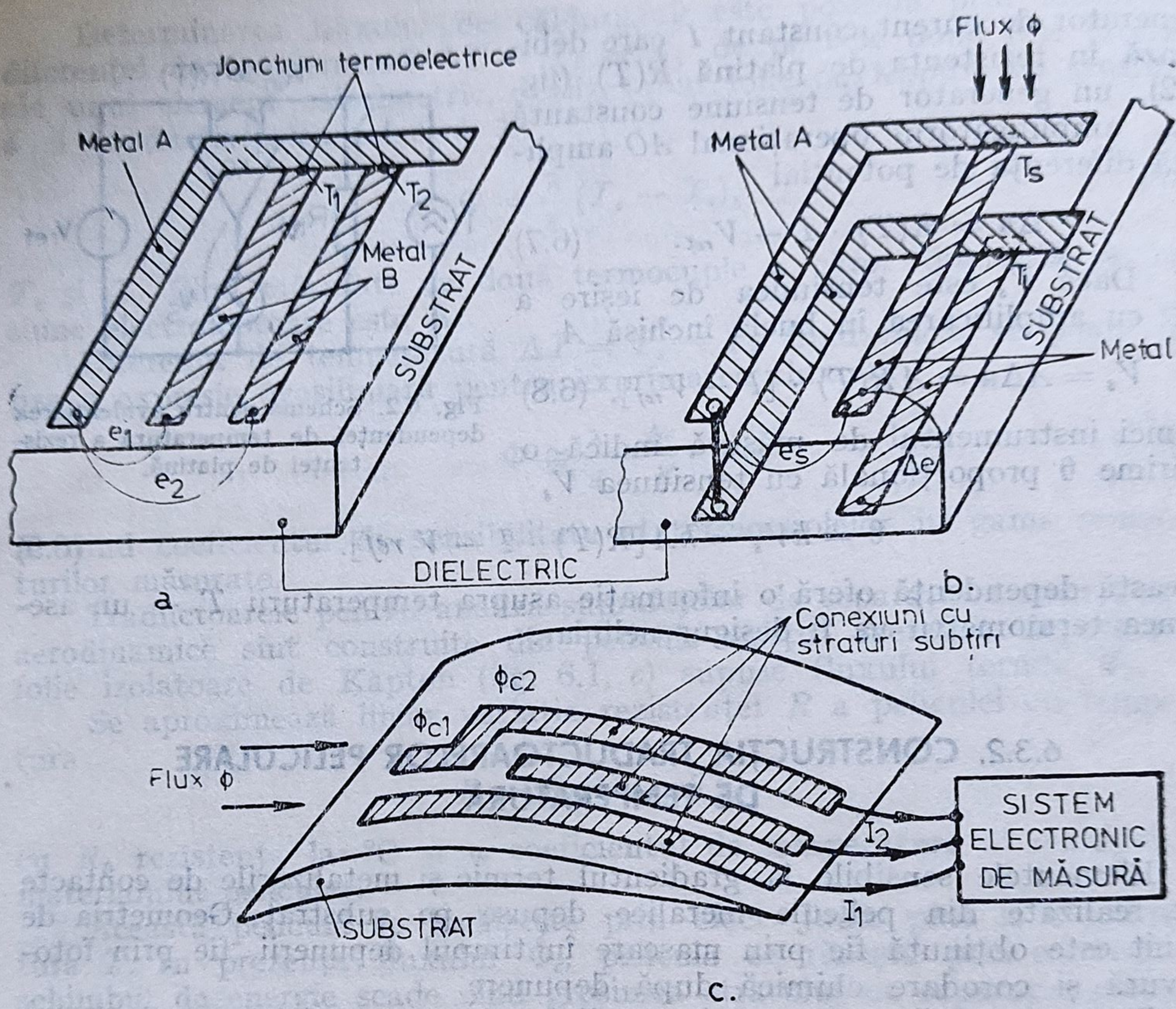


Fig. 6.3. Reprezentarea schematică a traductoarelor de temperatură cu straturi subțiri: a) termometru, b) fluxmetru, c) analizor de suprafețe de separație.

Peliculele metalice sensibile la gradientul de temperatură din construcția traductoarelor pentru analiza suprafețelor de separație sînt obținute prin evaporarea în vid a nichelului, iar metalizările de conexiuni sînt din aur (fig. 6.3, *c*). Cînd se dorește obținerea unei matrici de traductoare pe același substrat, pentru evitarea interacțiunilor termice între pelicule este preferabil să se dispună peliculele traductoare sub formă de arcuri de cerc concentrice.

Traductoarele de temperatură cu rezistențe obținute din pelicule subțiri de platină sînt realizate pe substrate plane sau cilindrice din ceramică (fig. 6.4).

Grosimea stratului de platină mai mică decît 1 μm este obținută prin pulverizare catodică sau evaporare în vid. S-a adoptat geometria de rezistor cu meandre pentru a obține valoarea nominală a rezistenței la dimensiuni de gabarit reduse. Terminalele din aliaje cu argint sînt atașate prin termocompresiune. Pentru rigidizarea terminalelor și protejarea traductorului împotriva agenților externi se practică o acoperire cu un

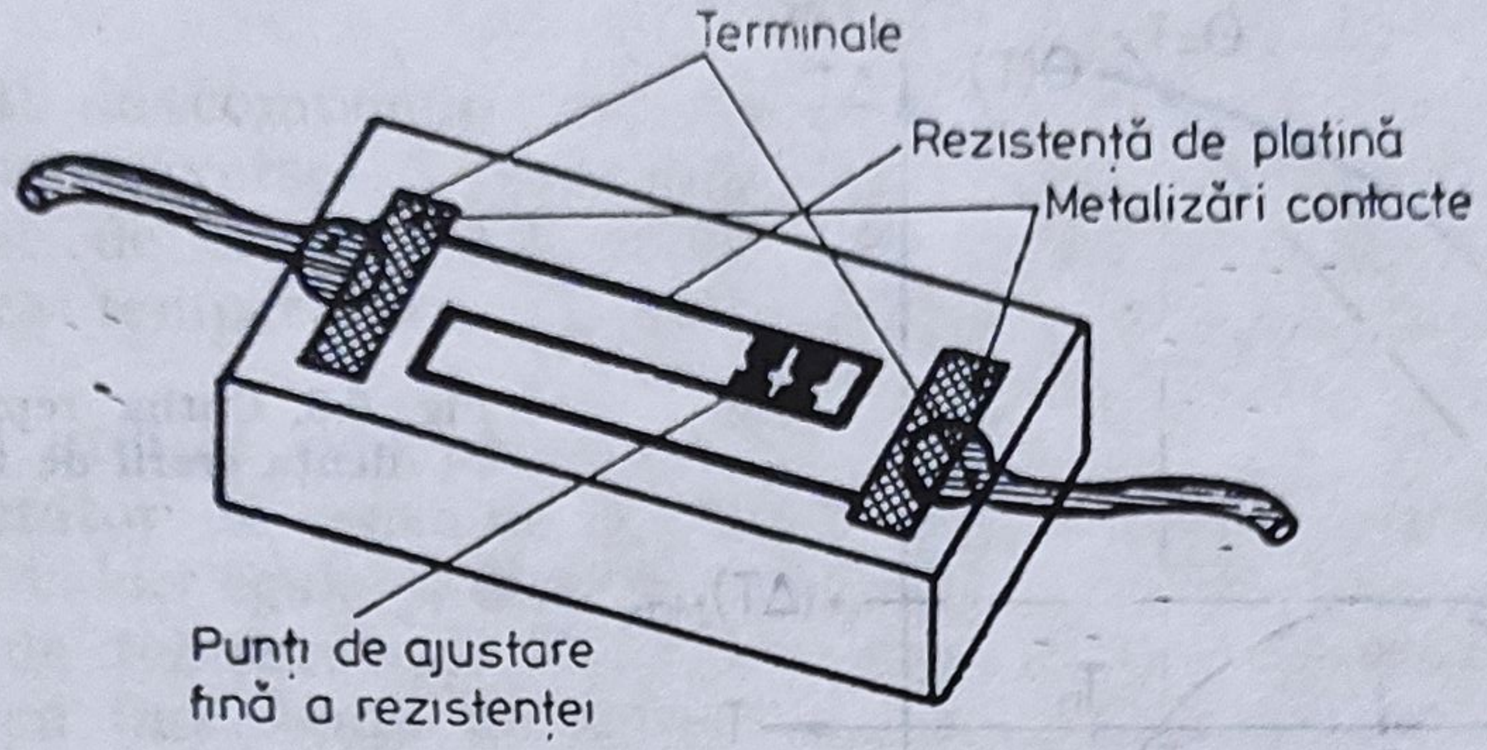


Fig. 6.4. Traductor de temperatură cu rezistență de platină sub formă de peliculă subțire meandrată.

strat subțire de aproximativ 10 μm din sticlă sau ceramică topită. În funcție de aplicația pentru care a fost construit traductorul, se poate proceda la încapsularea lui într-o capsulă standardizată de tranzistoare sau circuite integrate.

În prezent se livrează traductoare care îndeplinesc cerințele internaționale și care asigură un coeficient de temperatură al rezistenței de $3{,}85 \cdot 10^{-3}$ /°C (corespunzător aproximativ la 98% din conductibilitatea specifică a platinei pure și compacte), valori nominale ale rezistenței de pînă la 1 kΩ, cu toleranțe mai bune de 0,1%. Dimensiunile de gabarit sînt 0,65 mm (grosimea substratului) × 5 mm × 1 mm, cu o suprafață sensibilă la gradientul termic mai mică decît 1,5 mm² [3].

În anexa 6.1 se prezintă sintetic caracteristicile unor traductoare de temperatură cu pelicule subțiri existente pe piață.

6.3.3. ERORI DE MĂSURARE

La toate traductoarele termice analizate s-a urmărit evidențierea dependenței unei mărimi electrice (tensiune, curent) în funcție de temperatură prin intermediul dependenței de temperatură a rezistenței peliculare utilizată ca senzor. Dacă se asimilează mărimea θ definită cu relația (6.9) în temperatură T, atunci se comite o eroare absolută.

$$\Delta T = \theta - T = KA[R(T)I - V_{ref}] - T = \\ = -KAR_0\beta I \cdot T^2 + (KAR_0\alpha I - 1)T + KAR_0 I - KAV_{ref}, \quad (6.10)$$

dependentă de temperatură printr-o funcție de gradul II.

Această eroare este nulă la temperaturile T_i, T_j

$$T_{i,j} = -\frac{\alpha}{2\beta} \pm \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\alpha^2}{\beta^2} - 4\left(1 - \frac{V_{ref}}{\beta R_0 I}\right)}, \quad (6.11)$$

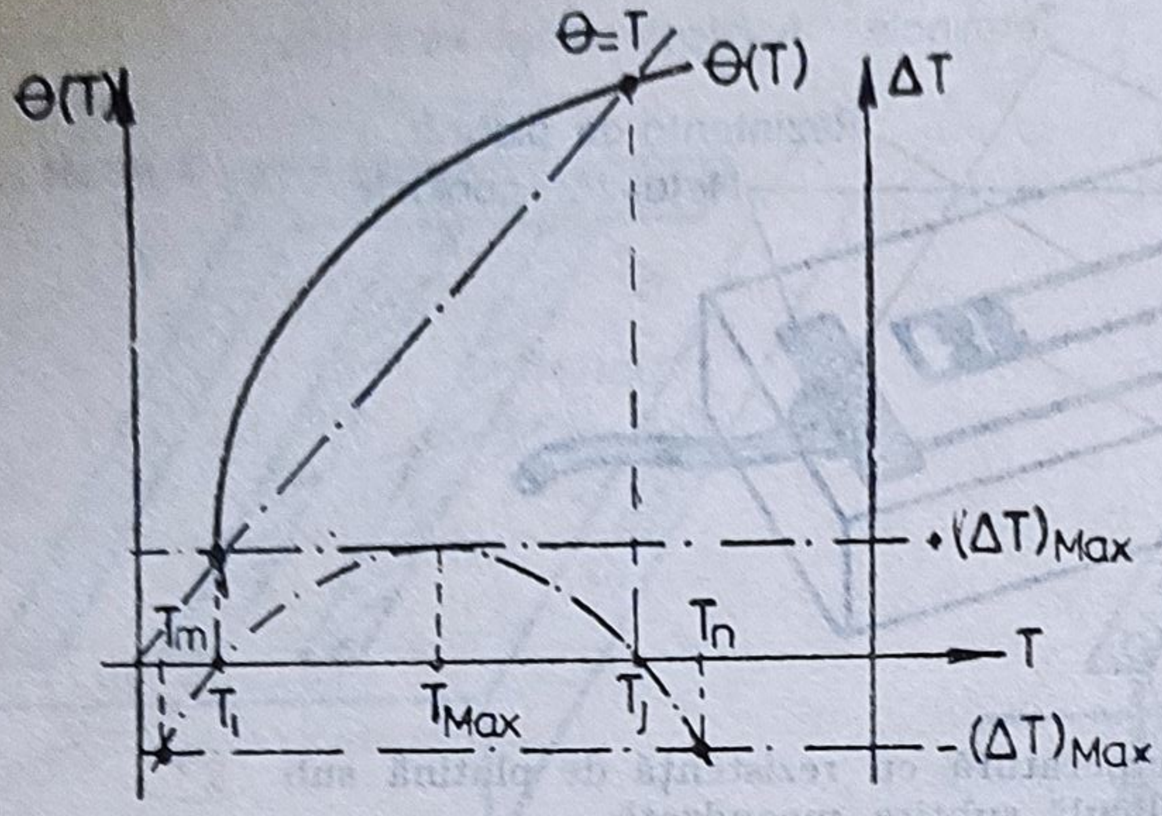


Fig. 6.5. Curba reprezentînd dependența erorii de temperatură.

ia valoarea maximă $(\Delta T)_{max}$

$$(\Delta T)_{max} = \frac{\beta(T_j - T_i)^2}{\alpha - \beta(T_i + T_j)}, \tag{6.12}$$

pentru o temperatură T_{max} cuprinsă între T_i și T_j

$$T_{max} = \frac{KAR_0\alpha I - 1}{2KAR_0 I\beta}, \tag{6.13}$$

și valoarea $-(\Delta T)_{max}$ la temperaturile

$$T_n = \frac{1}{2}[(1+\sqrt{2})T_j + (1-\sqrt{2})T_i] \tag{6.14}$$

$$T_m = \frac{1}{2}[(1-\sqrt{2})T_j + (1+\sqrt{2})T_i], \tag{6.15}$$

exterioare intervalului (T_i, T_j) cum se reprezintă în fig. 6.5.

În practică, se fixează intervalul de temperatură (T_m, T_n) pentru care eroarea comisă este inferioară sau egală cu $(\Delta T)_{max}$. Se deduc temperaturile T_i, T_j (R_0, α, β cunoscute prin alegerea rezistenței traductor), apoi odată fixate valorile lui A și K rezultă valoarea tensiunii de referință V_{ref}.

Exemplu

Să presupunem că se utilizează o rezistență cu pelicule subțiri de platină la măsurarea temperaturii în domeniul $T_m = 0°C$ și $T_n = 660°C$. Curba erori trece prin punctele următoare:

$$T_i = 96{,}65°C,\ T_j = 563{,}35°C,\ T_{max} = 330°C$$

și se comite o eroare $(\Delta T)_{max} = 12{,}8°C$, ceea ce reprezintă o precizie în măsurarea temperaturii de aproximativ 2% din domeniul de temperatură în care se execută măsurarea.

Dacă se dorește obținerea unor precizii ridicate în măsurarea temperaturii, un algoritm de compensare a erorilor devine obligatoriu. În anexa A6.2 se prezintă o posibilitate de compensare parțială a erorilor.

6.3.4. METODA DE COMPENSARE A ERORILOR

Principiul de compensare constă în suprapunerea peste curentul de măsură I care traversează rezistența dependentă de temperatură a unui curent funcție de eroarea ΔT, astfel încît acesta să anuleze eroarea ΔT în vecinătatea temperaturii T_M unde ΔT este maximă în absența compensării.

Circuitul utilizat este prezentat în fig. 6.6.

Un generator de tensiune u alimentează o punte compusă din două rezistențe de valori egale ρ, dintr-o rezistență variabilă R și din rezistența dependentă de temperatură $R(T)$. Un amplificator diferențial de amplificare A și cu impedanța de intrare $Z_{in} \gg R(T)$ amplifică tensiunea de dezechilibru μ_e. Un generator λV_s de rezistență internă $r \gg R(T)$ se dispune în paralel pe rezistența $R(T)$. Generatorul auxiliar este utilizat pentru a compensa eroarea în temperatură. Mecanismul de compensare poate fi înțeles intuitiv de următoarea manieră: cînd un curent constant traversează senzorul de măsură $R(T)$, tensiunea la bornele rezistenței crește mai repede decît creșterea datorată temperaturii, deoarece termenul βT^2 se scade din variația relativă a rezistenței. Așadar, dacă un curent constant traversează senzorul, apare un curent care crește o dată cu temperatura traductorului.

Se produce așadar o compensare a variației rezistenței printr-o creștere a curentului care o străbate. De aceea, generatorul auxiliar este un generator de curent (cu mare impedanță internă) comandat de tensiunea V_s care crește o dată cu temperatura.

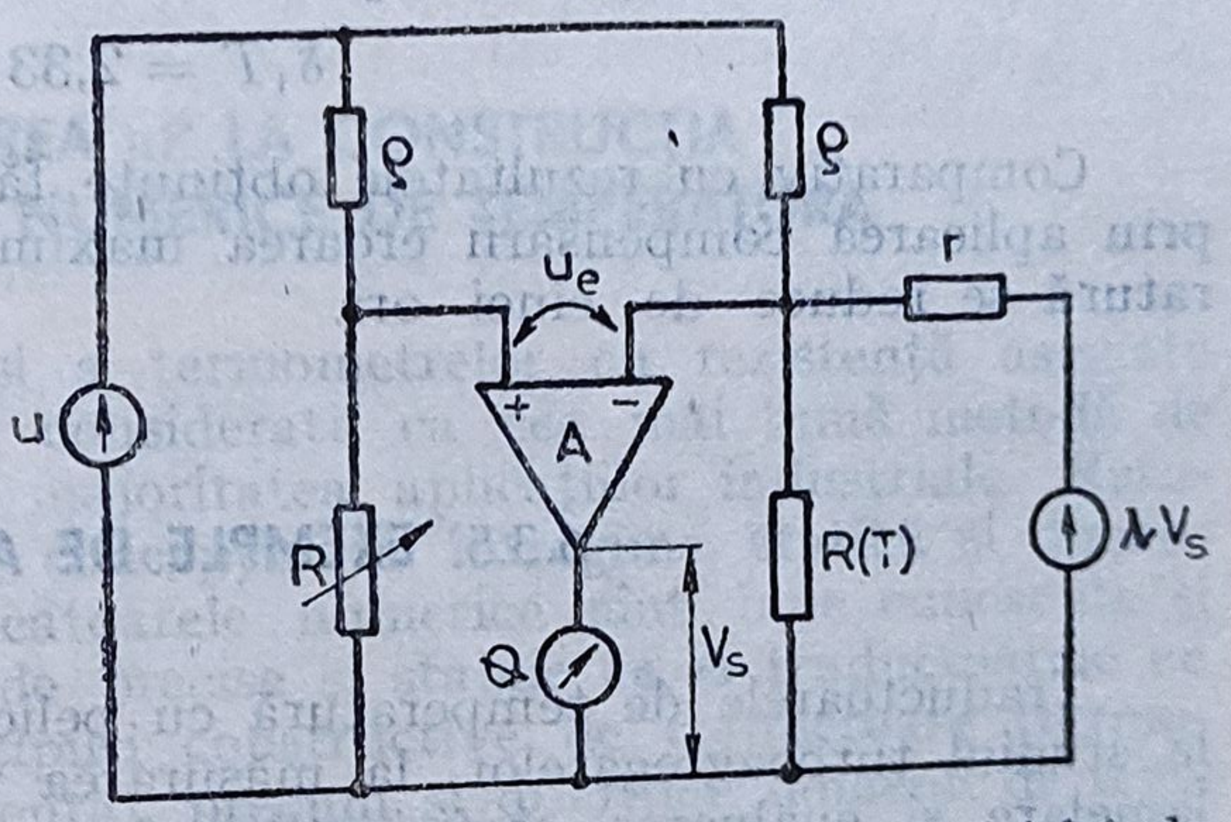


Fig. 6.6. Circuit pentru urmărirea principiului de compensare a erorii T.

În aceste condiții, temperatura afișată θ se scrie sub forma

$$\theta = B\left(T - T_0 - \frac{\beta^2}{\alpha^2} T^3\right), \tag{6.16}$$

cu B — un factor de proporționalitate.

Eroarea în temperatură $\delta T = \theta - T$ se anulează de trei ori la temperaturile T_h, T_h, T_l, cum se reprezintă în fig. 6.7. Se pot astfel determina diferiții parametrii ai compensării pentru care de exemplu, T_h și T_l sînt pozitivi.

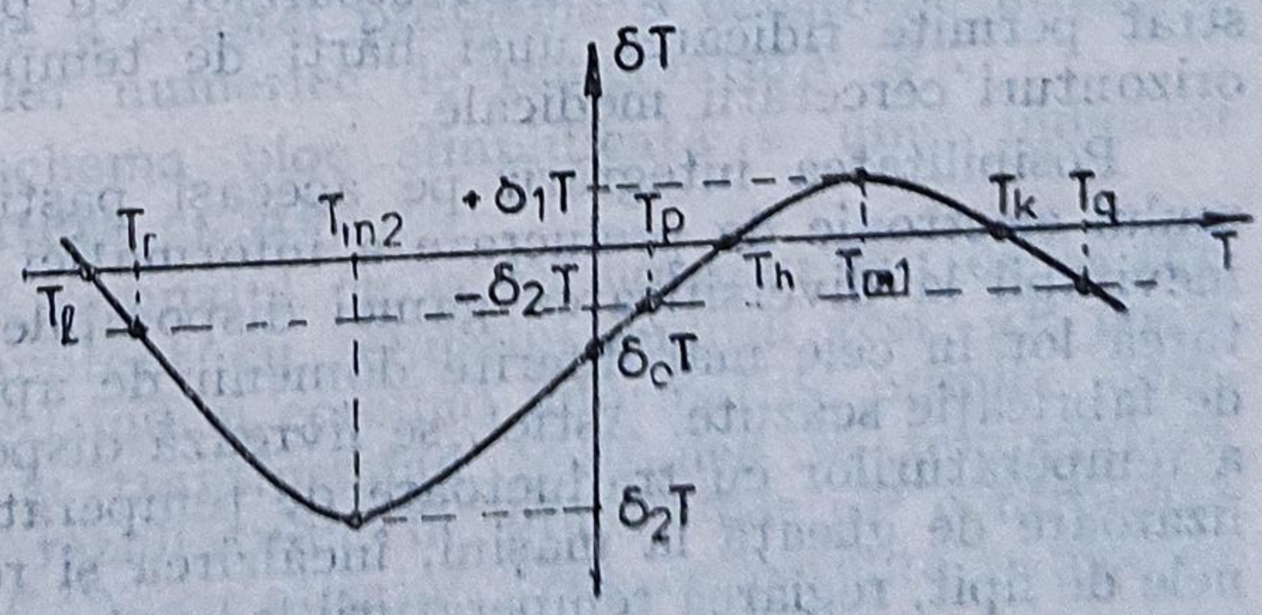


Fig. 6.7. Curba erorilor de temperatură T.

În aceste condiţii eroarea $\delta_1 T$ comisă la temperatura T_m este mult inferioară erorii ΔT obţinută fără compensare.

În anexa A6.2 se prezintă modul în care se calculează condiţiile efective de compensare a erorii.

Se poate încerca o extindere a intervalului de temperaturi în care eroarea absolută δT rămîne egală sau inferioară lui $\delta_1 T$. Acest interval este limitat de două temperaturi T_p şi T_q. Temperaturile pot fi amîndouă pozitive, în care caz cel mai mare interval căutat este $T_q - T_p$, sau dacă T_q este singur pozitiv, intervalul căutat este limitat de temperaturile $T = 0$ şi T_q.

Exemplu

Compensarea optimală pentru tot intervalul de definiţie al legii de interpolare revine la calcularea temperaturilor T_h şi T_k pentru care se consideră

$$T_p = 0\,°C \text{ şi } T_q = 660\,°C.$$

Aplicînd metodologia de calcul prezentată se obţin următoarele rezultate

$$T_h = 132{,}33\,°C,\ T_k = 583{,}80\,°C,\ T_{m1} = 381{,}05\,°C \text{ şi}$$

$$\delta_1 T = 2{,}33\,°C.$$

Comparativ cu rezultatele obţinute fără compensare, se constată că prin aplicarea compensării eroarea maximă pe tot intervalul de temperatură se reduce de cinci ori.

6.3.5. EXEMPLE DE APLICAŢII

Traductoarele de temperatură cu pelicule subţiri se pretează perfect la studiul turboagregatelor, la măsurarea temperaturilor de pe suprafeţe lamelare şi evaluarea coeficienţilor de schimb dintre medii diferite, ca senzori miniatură în robotică sau în sistemele de automatizare complexă. Cercetarea şi realizarea traductoarelor cu pelicule subţiri pe acelaşi substrat permite ridicarea unei hărţi de temperatură, ceea ce deschide noi orizonturi cercetării medicale.

Posibilitatea integrării pe aceeaşi pastilă a traductorului şi a sistemului electronic de prelucrare a informaţiei furnizate de senzor a condus inevitabil la diversificarea gamei disponibile de traductoare şi implementarea lor în cele mai diferite domenii de aplicabilitate datorită costurilor de fabricaţie scăzute. Astfel, se livrează dispozitive de măsurare şi reglare a temperaturilor cu traductoare de temperatură integrate pentru: semnalizatoare de gheaţă la maşini, încălzirea şi reglarea temperaturii la ciocanele de lipit, reglarea temperaturii la cuptoarele cu inducţie, supravegherea temperaturii de funcţionare a unor instalaţii pretenţioase etc.

În fig. 6.8 se prezintă schema electrică a unui termometru electronic integrat hibrid cu senzor din rezistență peliculară de Pt 100 pentru domeniul temperaturilor 0 — 200°C [4].

Eroarea raportată este mai mică decît 0,1%, termometrul fiind capabil să furnizeze la ieșire o tensiune de 10 mV/°C cu o precizie relativă de $5 \cdot 10^{-4}$.

Date fiind precizia și stabilitatea traductoarelor peliculare de temperatură, este de așteptat să se generalizeze folosirea lor în toate domeniile de activitate.

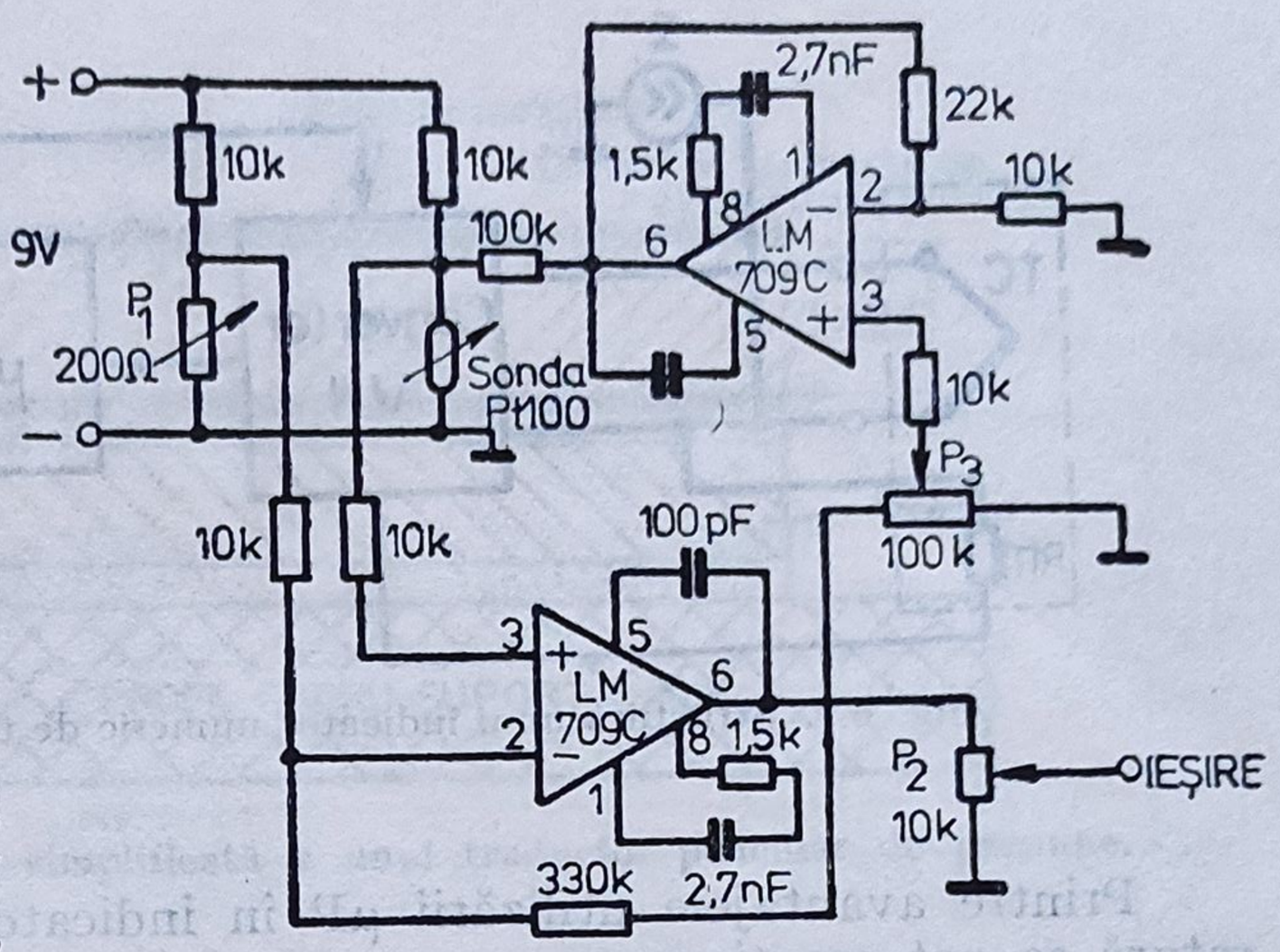


Fig. 6.8. Schema electrică a unui termometru liniar în domeniul 0—200°C cu traductor pelicular Pt 100.

6.3.6. UTILIZAREA μP LA CONSTRUCȚIA INDICATOARELOR NUMERICE DE TEMPERATURĂ

Utilizarea termocuplelor și a termometrelor cu rezistență asociate la indicatoarele numerice este considerată ca cea mai bună metodă de măsurare a temperaturilor în majoritatea aplicațiilor industriale. Rezoluția înaltă, precizia ridicată, concepția în întregime statică și dimensiunile reduse oferite de indicatoarele numerice sînt bine cunoscute și de asemenea, la fel de precise și stabile ca și traductoarele cu care se utilizează. Diferitele tipuri constructive de traductoare (termocuple sau termometre cu rezistență), precum și diferitele domenii de temperatură fiind foarte variate, constructorii sînt puși în fața unei probleme de stocare a unui mare număr de aparate de tablou pentru măsurarea și afișajul temperaturii. O soluție a acestei probleme o constituie utilizarea μP în construcția indicatoarelor numerice de temperatură [9].

În fig. 6.9 se prezintă schema bloc simplificată a unui indicator numeric universal de temperatură cu μP.

Convertorul A/N măsoară semnalul de la termocuplu sau de la traductorul cu rezistență, concomitent cu semnalul sudurii reci. μP poate realiza calculele necesare sintetizînd și corelînd informațiile primite, compensînd efectul sudurii reci și transformînd tensiunea în temperatură pentru afișarea numerică a rezultatului în grade. Tot μP controlează funcționarea și sincronizează CAN cu afișajul, ceea ce permite reducerea numărului de circuite.

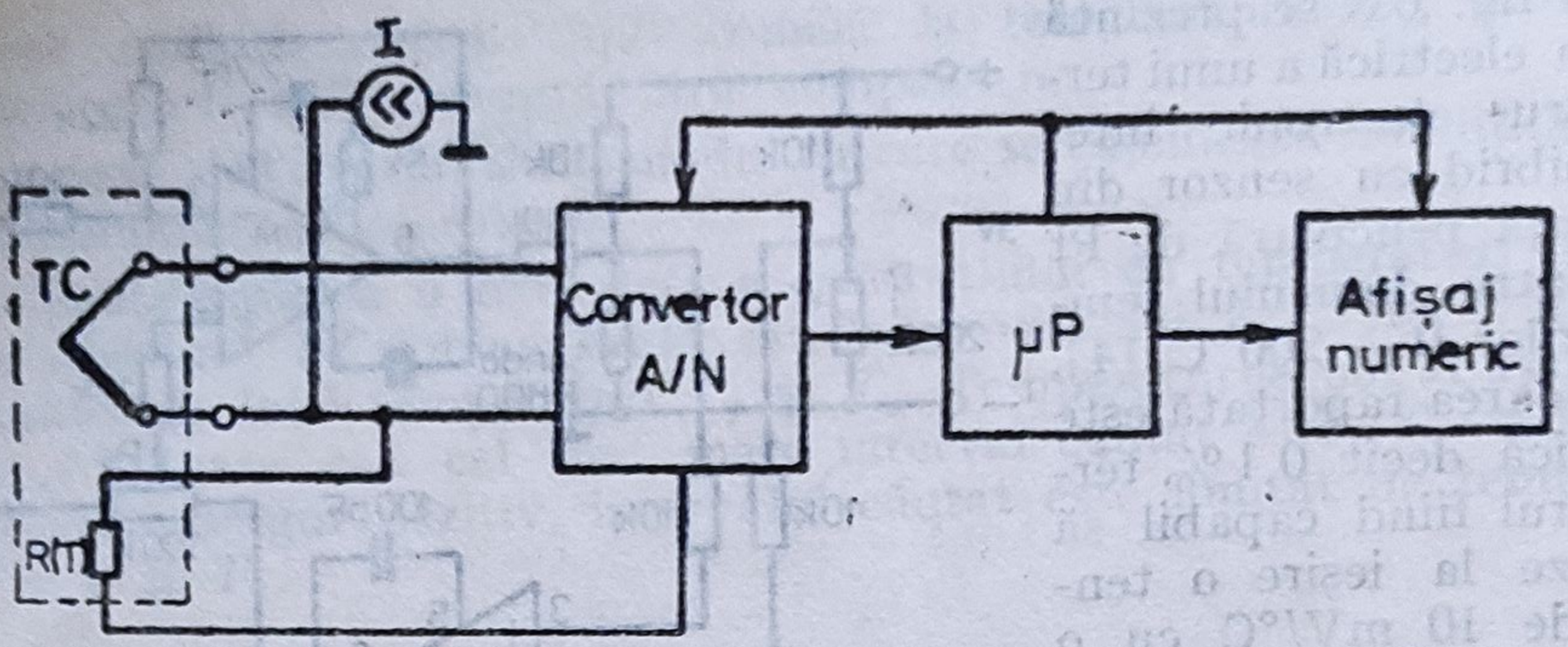


Fig. 6.9. Structura unui indicator numeric de temperatură cu μP.

Printre avantajele utilizării μP în indicatoarele numerice de temperatură se pot menționa :

— programarea μP pentru a face corecțiile necesare fiecărui tip de traductor utilizat

— μP poate fi utilizat la realizarea etalonării, a compensărilor indicate pentru fiecare tip de traductor, precum și a verificărilor de rutină cerute de funcționarea corectă a instalației (defecțiuni, depășiri de domeniu, modificarea temperaturii ambiante etc.).

— μP poate să compare valoarea măsurată cu o valoare prescrisă în cod, să memoreze și să afișeze valorile extreme atinse într-o perioadă de timp etc.

În rezumat, μP constituie soluția pentru utilizarea pe scară largă a avantajelor tehnicii digitale, nu numai pentru măsurarea parametrilor industriali, dar și pentru etalonări. Se poate considera, pe bună dreptate, că încorporarea μP în indicatoarele de tablou constituie în viitor soluția măsurărilor industriale și de laborator a temperaturilor.

6.4. TRADUCTOARE PELICULARE DE PRESIUNE

Utilizarea tehnologiei peliculelor subțiri la realizarea traductoarelor de presiune este în prezent [7] cea mai nouă metodă de cercetare pentru realizarea unor senzori stabili în timp, dar de construcție simplă, care să permită transformarea presiunii într-un semnal electric. Ca factor de precizie se admit numai limitele mecanice de elasticitate ale membranei, ceea ce presupune însă o solicitare serioasă a proprietăților mecanice și electrice ale structurii cu pelicule subțiri.

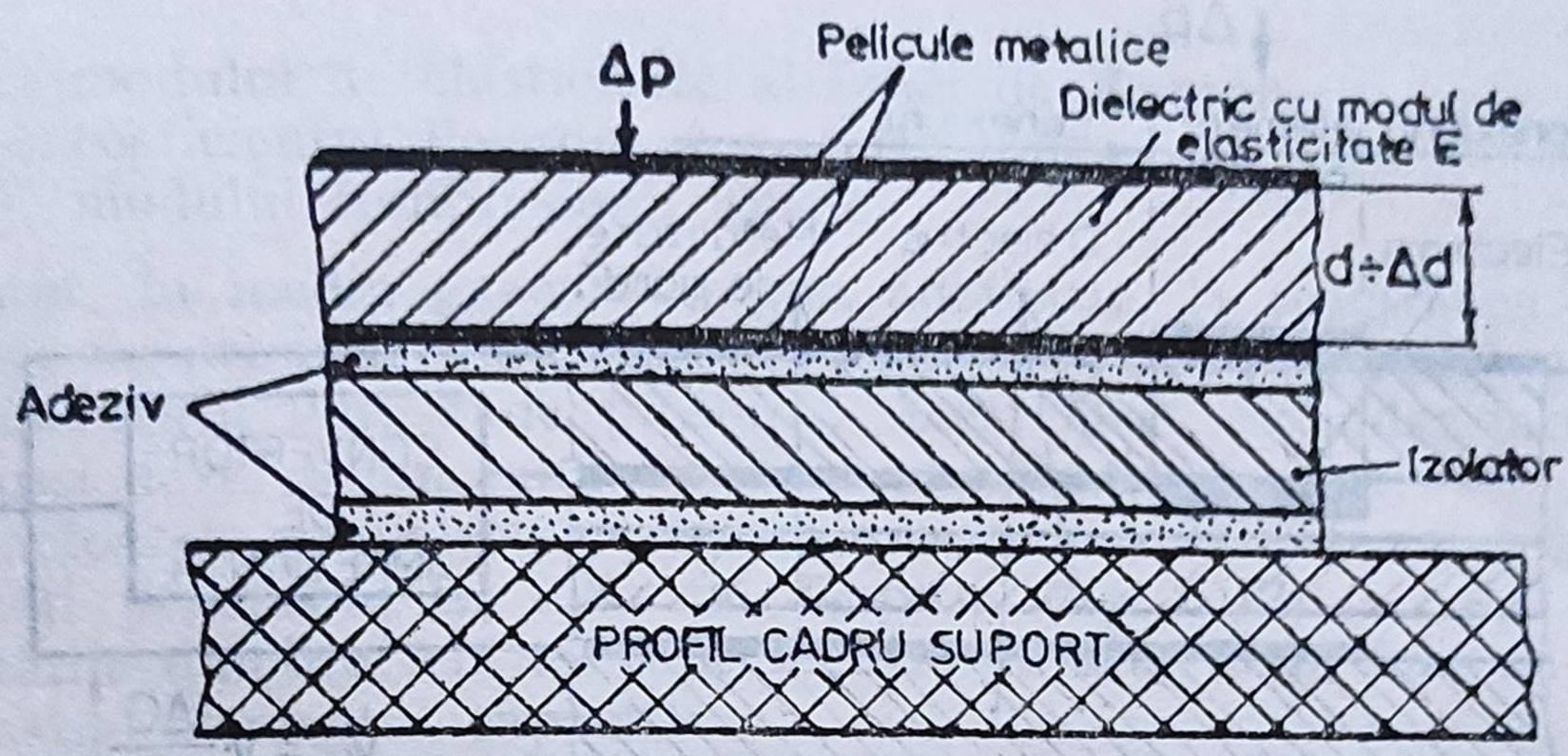


Fig. 6.10. Reprezentarea simplificată a unui traductor pelicular de presiune.

6.4.1. PRINCIPIUL DE MĂSURARE

Traductoarele de presiune întrebuinţează un detector de tip capacitiv (fig. 6.10) cu elementul sensibil constituit dintr-o folie poliamidică flexibilă şi elastică metalizată pe ambele feţe care formează un condensator cu capacitatea C [10].

Sub acţiunea variaţiei de presiune Δp, grosimea foliei se micşorează cu Δd, de aici rezultînd o variaţie proporţională a capacităţii C

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\Delta d}{d} = \frac{\Delta p}{K}, \tag{6.17}$$

K fiind un coeficient de proporţionalitate.

Bazat pe acest principiu, există trei posibilităţi de măsurare a variaţiei de capacitate, care conduce la trei tipuri constructive de traductoare.

— includerea condensatorului într-o punte capacitivă alimentată în curent alternativ pe o frecvenţă purtătoare. Metoda oferă direct variaţia de capacitate;

— polarizarea condensatorului de la o sursă de curent continuu cu tensiunea V şi măsurarea variaţiei de sarcină ΔQ a condensatorului cu un amplificator

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta p}{K}, \tag{6.18}$$

— alimentarea condensatorului în curent continuu de la o sursă V printr-o impedanţă mare (generator de curent) şi măsurarea diferenţei de potenţial ΔV ce apare la bornele impedanţei datorită modificării de capacitate

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta p}{K}. \tag{6.19}$$

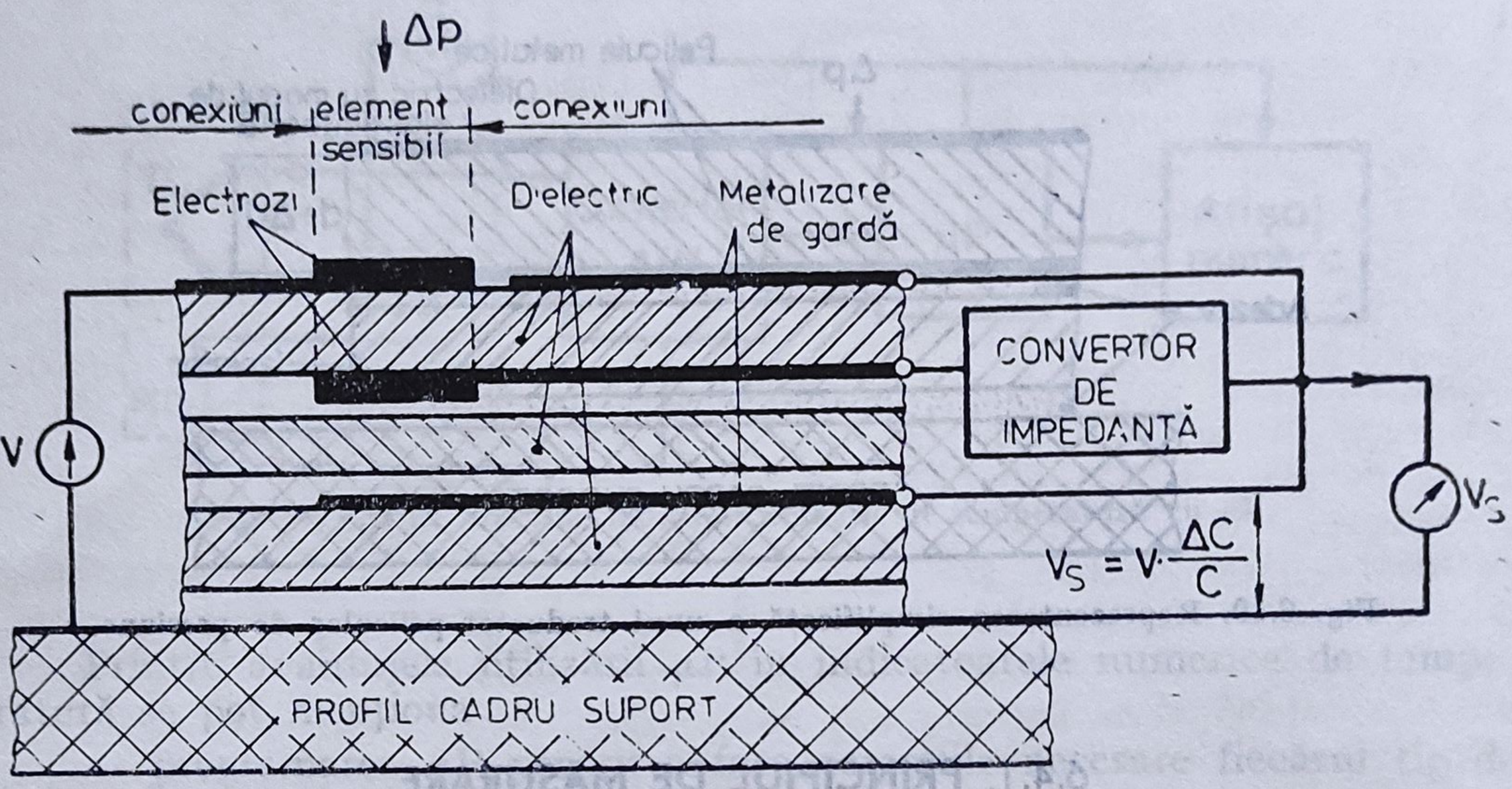


Fig. 6.11. Reprezentarea schematică în secțiune a unui traductor pelicular de presiune.

6.4.2. CONSTRUCȚIA TRADUCTOARELOR PELICULARE DE PRESIUNE

În practică, după cum se poate urmări în fig. 6.11, peliculele metalice se depun pe ambele fețe ale foliei flexibile sub forma a doi electrozi plan paraleli, care conectează traductorul la generatorul de tensiune continuă V.

O metalizare de gardă asigură reducerea perturbațiilor induse de cîmpul electromagnetic, evită acumulările suplimentare de sarcină pe electrozii traductorului și reduce capacitatea specifică relativă la masă a foliei flexibile utilizată ca dielectric. Conectarea traductorului la circuitul de măsură se realizează prin intermediul unui convertor de impedanță (care de obicei se integrează pe același suport cu traductorul), pentru a evita încărcarea suplimentară a traductorului și pentru adaptarea impedanțelor.

Au fost construite două tipuri de traductoare: cu dielectric solid și cu dielectric gazos.

Traductoarele cu dielectric solid (fig. 6.11), realizate din folie flexibilă de Kapton, admit presiuni statice foarte ridicate. Valoarea sensibilității unui astfel de traductor se exprimă cu relația [1]

$$\frac{\frac{\Delta C}{C}}{\Delta p} = \frac{1}{K} = \frac{(1+\sigma)(1-2\sigma)}{E(1-\sigma)}, \tag{6.20}$$

unde :

E este modulul de elasticitate al foliei de Kapton,
σ — coeficientul Poisson al materialului,
K — modulul compresiunii axiale.

De fapt, în mediu gazos și regim adiabatic, la reacțiunea datorată fluctuațiilor de presiune, în gama frecvențelor joase, se adaugă o fluctuație a temperaturii indusă de presiune. Acest efect secundar face dificilă interpretarea fazei semnalului furnizat de traductor.

Traductoarele cu dielectric gazos, de mare sensibilitate, sînt construite din cavități practicate în folia de Kapton (fig. 6.12).

Cavitățile umplute cu aer sînt închise de alte două folii de Kapton, formînd astfel elementul capacitiv.

Folia superioară este utilizată ca membrană deformantă.

Pentru fiecare cavitate, sensibilitatea la presiune poate fi exprimată prin relația [1]

$$\frac{\frac{\Delta C_j}{C}}{\Delta p} = \frac{(1-\sigma^2)a^4}{16Eh^3l}, \tag{6.21}$$

unde :

a este raza cavității,
h — grosimea membranei,
l — înălțimea cavității,
C_j — capacitatea unei cavități.

Pentru a evalua sensibilitatea totală a traductorului, este necesar să se introducă în calcule și capacitatea C_k datorată prezenței pereților de Kapton în jurul celor n cavități

$$\frac{\frac{\Delta C}{C}}{\Delta p} = \frac{(1-\sigma^2)a^4}{16Eh^3l} \cdot \frac{nC_j}{C_k + nC_j}. \tag{6.22}$$

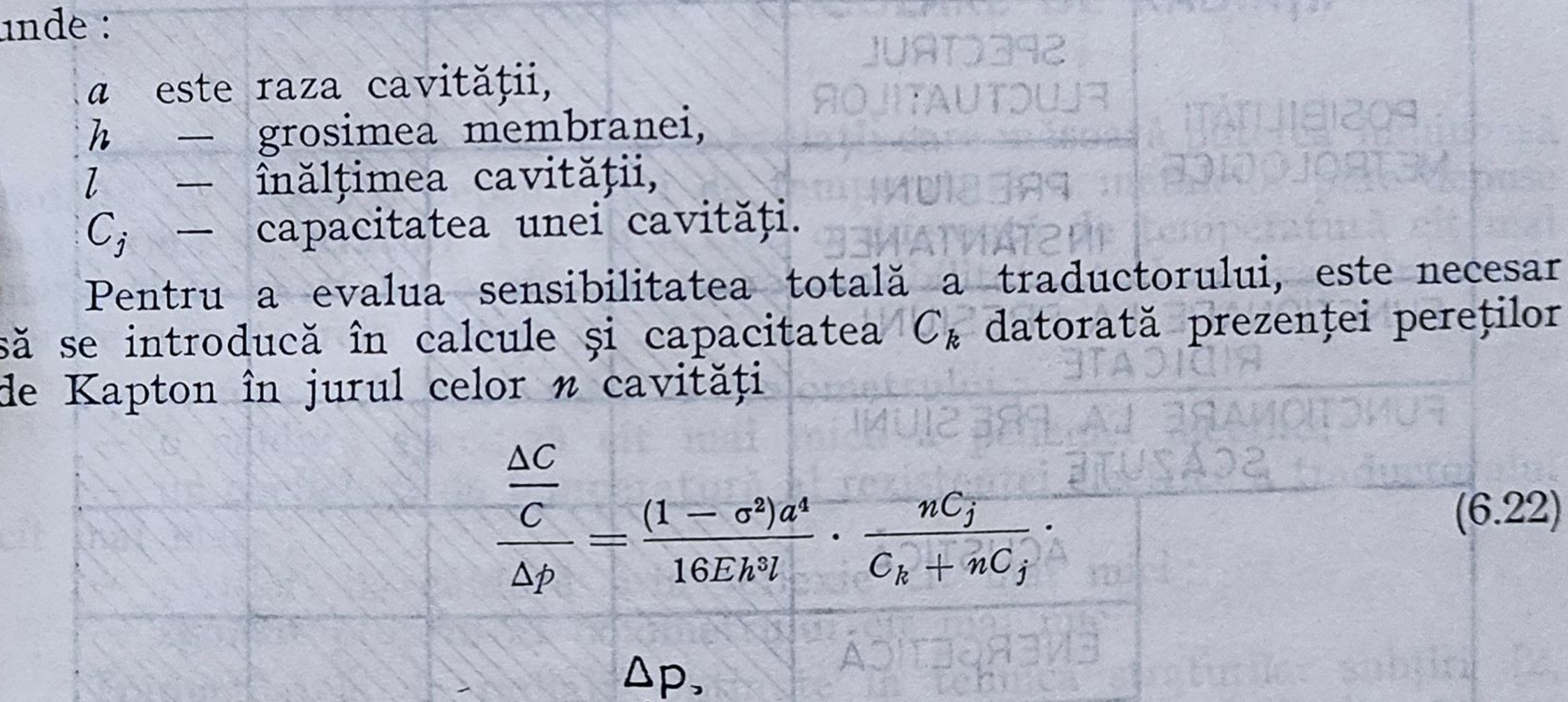


Fig. 6.12. Reprezentarea schematică a unui traductor pelicular de presiune cu dielectric gazos.

Sensibilitatea traductoarelor cu dielectric gazos poate fi ajustată prin alegerea convenabilă a grosimii foliei de Kapton. Aceste tipuri de traductoare permit atît măsurarea amplitudinii, cît şi a fazei fluctuaţiilor de presiune.

În anexa A6.3 se prezintă, sintetic, caracteristicile unor traductoare peliculare de presiune existente pe piaţă.

Tabelul 6.1

Posibilităţi de utilizare şi domenii de aplicabilitate a traductoarelor de presiune cu pelicule subţiri

TIPUL DIELECTRICULUI		SOLID		GAZOS	
MEDIUL DE UTILIZARE		LICHID	GAZ	LICHID	GAZ
POSIBILITĂŢI METROLOGICE	SPECTRUL FLUCTUAŢILOR	▨	▨	▨	▨
	PRESIUNI INSTANTANEE	▨		▨	▨
FUNCŢIONARE LA PRESIUNI RIDICATE		▨	▨		
FUNCŢIONARE LA PRESIUNI SCĂZUTE				▨	▨
DOMENII DE APLICABILITATE	ACUSTICĂ	▨	▨	▨	▨
	ENERGETICĂ	▨	▨	▨	▨
	AEROSTATICĂ			▨	▨
	AERODINAMICĂ	▨	▨	▨	▨
	ROBOTICĂ	▨	▨	▨	▨
	MEDICINĂ			▨	▨

▨ POSIBIL IMPOSIBIL

6.4.3. EXEMPLE DE APLICAȚII

Traductoarele de presiune cu pelicule subțiri au fost deja experimentate și utilizate în numeroase aplicații industriale sau de laborator [1, 7, 9]. Echiparea cu acest gen de traductoare a echipamentelor pentru: determinarea profilurilor aerodinamice, comanda turboagregatelor, sisteme de automatizare complexă a compresoarelor de înaltă precizie, realizarea senzorilor tactili în robotică, determinarea presiunii sanguine și a punctelor sensibile la acupunctură sînt doar cîteva din aplicațiile posibile ale acestor traductoare. De fapt, domeniul de aplicabilitate este mult mai larg, după cum se arată în tabelul 6.1 [1].

În prezent se consideră [11] că traductoarele de presiune cu pelicule subțiri sînt de 2—3 ori mai solicitate decît cele tradiționale pe bază de sîrme supuse la tensiuni sau chiar decît traductoarele semiconductoare datorită sensibilității și stabilității parametrilor în timp.

6.5. TRADUCTOARE PELICULARE DE RADIAȚII

Bolometrii sînt traductoare de radiații care măsoară puterea luminoasă radiată cu ajutorul dependenței de temperatură a metalelor pure depuse sub formă de straturi. Pentru a crea o diferență de temperatură cît mai mare, și în acest fel o cît mai mare sensibilitate, trebuie luate în considerare următoarele cerințe:

— o masă cît mai mică a bolometrului;
— o căldură specifică cît mai mică a peliculei metalice;
— un coeficient de temperatură al rezistenței electrice a traductorului cît mai mare;
— pierderi de căldură prin reflexie cît mai mici;
— zgomot propriu al bolometrului cît mai mic.

Traductoarele de radiații obținute în tehnica straturilor subțiri [2, 12] satisfac aceste cerințe, oferind sensibilități apropiate de limita termodinamică și rezistențe interne mari, capabile să se conecteze fără probleme la amplificatoare electronice.

6.5.1. PRINCIPIUL DE MĂSURARE

În fig. 6.13 se prezintă schema constructivă de principiu a unui traductor de radiații cu pelicule subțiri.

Un conductor metalic pelicular realizat sub forma unei rezistențe în meandre se acoperă cu un strat absorbant negru și se expune unei radiații. Absorbția radiației conduce la o încălzire a materialului conductor, în urma căreia se modifică rezistența electrică. Modificarea rezistenței

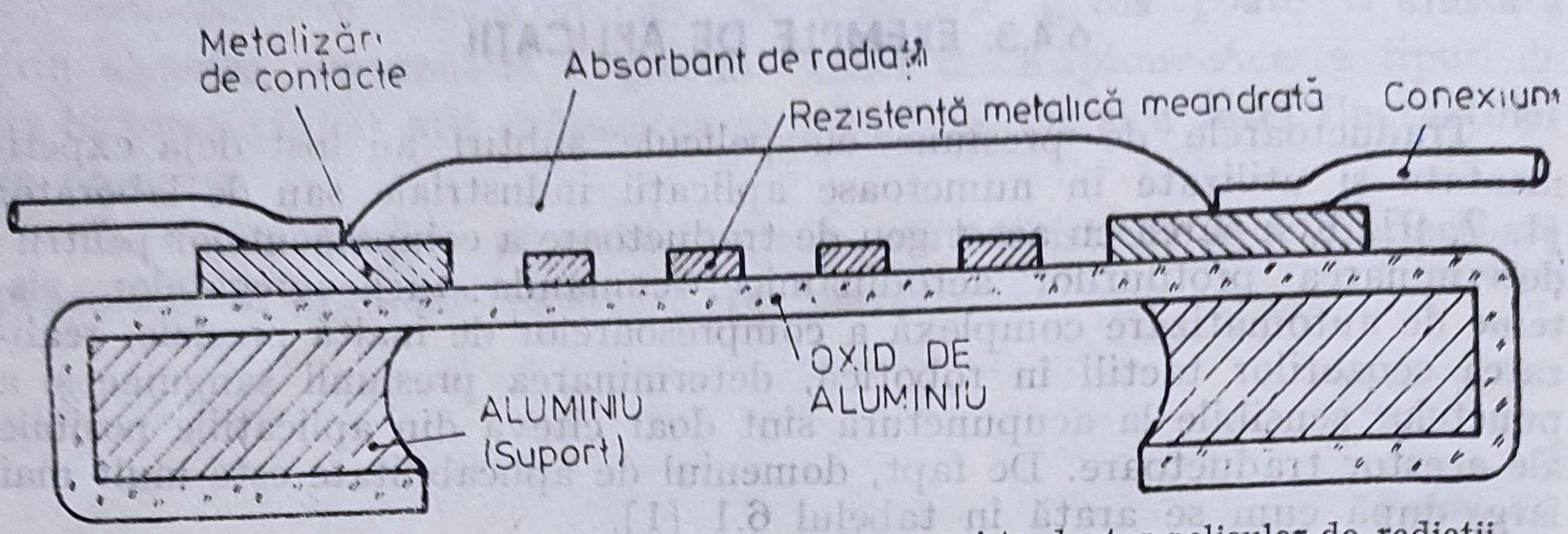


Fig. 6.13. Reprezentarea schematică în secțiune a unui traductor pelicular de radiații.

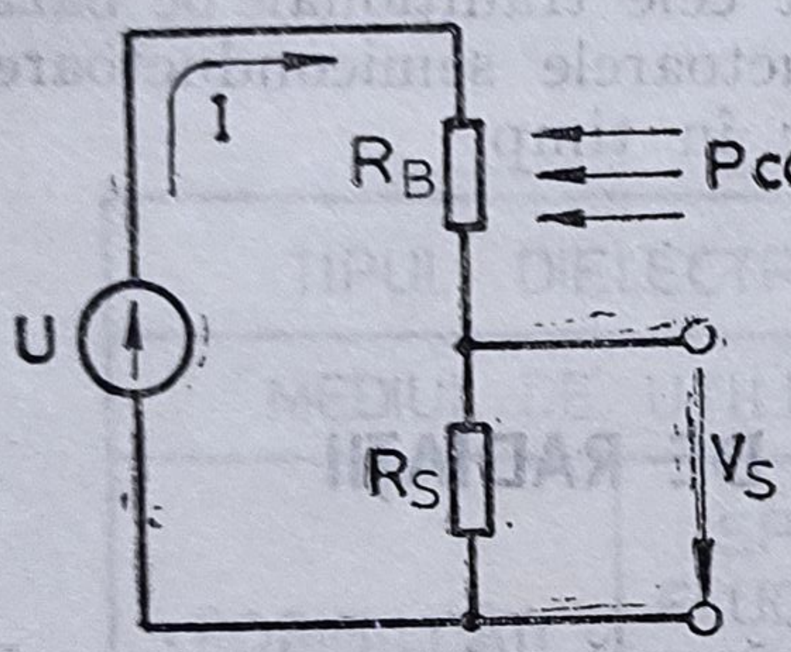


Fig. 6.14. Schema de utilizare a unui bolometru.

electrice poate, de exemplu (fig. 6.14), să fie măsurată ca o schimbare a tensiunii, dacă traductorul este străbătut de un curent constant.

În absența radiației, prin bolometru trece un curent continuu care depinde de rezistența bolometrului R_B, de rezistența de sarcină R_S și de tensiunea U aplicată la borne.

$$I_0 = \frac{U}{R_s + R_B}.$$

Dacă radiația incidentă are o variație cosinusoidală $P\cos\omega t$, atunci sensibilitatea S la radiații a barometrului va fi [2]

$$S = \frac{dV_s}{P} = \frac{AR_s \cdot R_B \cdot U \cdot \alpha}{(R_s + R_B)^2 (B^2 + h^2\omega^2)^{\frac{1}{2}}}, \tag{6.24}$$

unde:

α este coeficientul de temperatură al rezistenței bolometrului
B — curentul de pierdere termică (datorat radiației suprafeței bolometrului și conductibilității termice)
A — raportul dintre radiația absorbită și cea incidentă
h — căldura specifică a bolometrului.

Pentru a obține o sensibilitate mare, este indicat să se aleagă materiale cu α mare menținînd B și h mici. Considerînd că B depinde numai de stratul absorbant de radiații, care poate fi făcut foarte subțire, se pot obține traductoare cu sensibilități mari pentru suprafețe mici de detecție a radiației.

O altă caracteristică a bolometrelor o reprezintă constanta de timp τ, determinată de dependența sensibilității cu frecvența

$$S(\omega) = \frac{S_0}{(1 + \tau^2\omega^2)^{1/2}}, \tag{6.25}$$

cu S_0 sensibilitatea în curent continuu.

Rezultă imediat prin comparare

$$\tau = \frac{h}{B} \tag{6.26}$$

Pentru a obține constante mici de timp, bolometrul trebuie dimensionat în așa fel încît h să fie mic și B mare. Această condiție vine în contradicție cu realizarea unei sensibilități maxime. Se acceptă un compromis în care se urmărește reducerea căldurii specifice, prin alegerea adecvată a materialului conductor și realizarea elementului detector la dimensiuni miniaturale.

Pentru a caracteriza un bolometru, trebuie cunoscute pe lîngă sensibilitate și constanta de timp, mărimea radiației incidenta care produce un semnal egal ca mărime cu tensiunea de zgomot a detectorului. Mărimea NEP (Noise Equivalent Power) se definește prin relația

$$NEP = \frac{V_n}{S}, \tag{6.27}$$

cu V_n valoarea efectivă a tensiunii de zgomot.

Dacă se împarte coeficientul NEP cu radical din suprafața detectorului, înmulțită cu banda de frecvență se obține un factor de calitate independent de suprafață și frecvență. Mărimea utilizată pentru compararea diferitelor traductoare este detectivitatea

$$D^* = \frac{(A \cdot \Delta f)^{1/2}}{NEP}. \tag{6.28}$$

Caracteristica traductoarelor sensibile sînt valori mici ale lui NEP și mari ale lui D^*.

6.5.2. CONSTRUCȚIA TRADUCTOARELOR PELICULARE DE RADIAȚII

S-au cercetat și realizat mai multe tipuri de bolometre cu pelicule subțiri, din care două tipuri reținatenția din punct de vedere al caracteristicilor raportate [2, 12].

Bolometrul executat după structura din fig. 6.13, are elementul sensibil un strat subțire de metalizare din aur pur, de forma unor meandre, puțin mai gros de 10 nm, așezat pe o folie autoportantă din oxid de aluminiu cu grosimea cuprinsă între 20—100 nm. Folia de oxid este așezată pe o ramă de aluminiu, a cărei formă finală este obținută prin corodare electrochimică. Rama, cu rol de fixare mecanică, permite manipularea elementilor senzori extrem de subțiri. Prin depunerea stratului subțire de aur, sensibil la radiații, sub formă de traseu conductor meandrat s-a ajuns la valori ale rezistenței proprii în domeniul 50—100Ω, care permit o adaptare aproape perfectă în ceea ce privește zgomotul la amplifi-

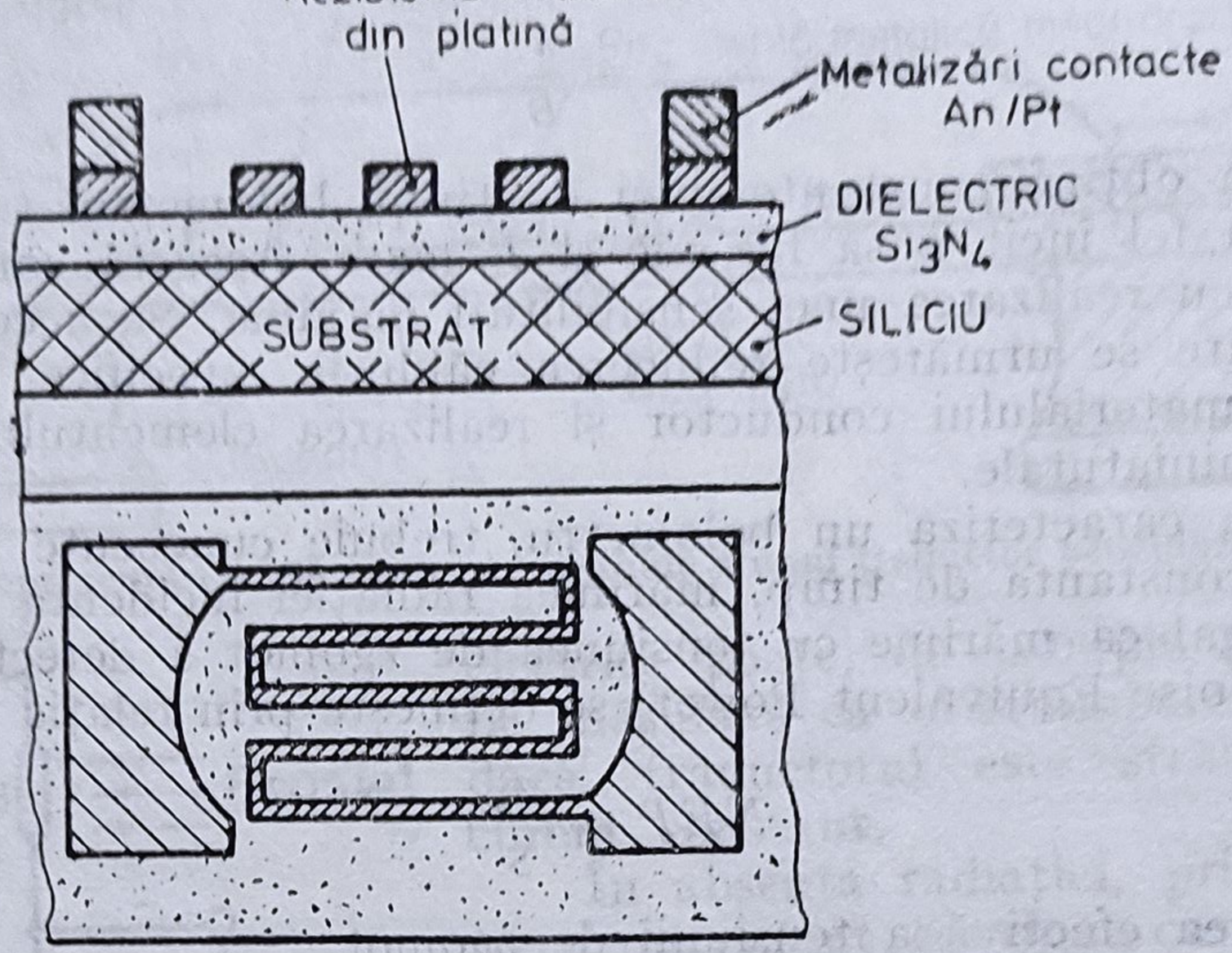


Fig. 6.15. Reprezentarea schematică a unui bolometru cu strat sensibil din platină neprotejat.

catorul de intrare şi în plus furnizează un semnal de nivel mare ($n \times$ $\times$ 100 mV), uşor de prelucrat. S-au realizat bolometre cu suprafeţe în domeniul 1 cm $\times$ 1 cm $\div$ 50 μm $\times$ 50 μm, încapsulate în capsule standard TO 5 avînd $D^* = 7 \cdot 10^7$ cm $Hz^{1/2}W^{-1}$ şi $NEP = 7{,}6 \cdot 10^{-10} WHz^{-1/2}$.

O altă direcţie de dezvoltare a traductoarelor peliculare de radiaţii este realizarea bolometrilor cu pelicule subţiri cu strat metalic neprotejat din platină, ca substrat utilizîndu-se siliciul (fig. 6.15) [2].

Pentru stratul izolant s-a folosit Si_3N_4, obţinut prin depunere din fază de vapori la grosimi de aproximativ 4000Å. Pelicula de platină obţinută prin evaporare în vid are o grosime de 200Å, dimensiunile finale de gabarit fiind 1 mm $\times$ 1 mm. Calităţile mai slabe ale acestui tip de traductor $\left(D^* = 2{,}1 \cdot 10^6 \frac{\text{cm Hz}^{\frac{1}{2}}}{\text{W}},\ NEP = 1{,}1 \cdot 10^{-7} \text{W Hz}^{\frac{-1}{2}}\right)$ faţă de traductoarele realizate din aur poate fi explicată prin anihilarea în pelicula subţire a tuturor zgomotelor tipice semiconductoarelor (generare-recombinare, zgomote de curent) şi limitarea zgomotului traductorului la inevitabilul zgomot Nyquist.

Pe de altă parte, traductoarele neprotejate, fără strat absorbant, sînt mult mai ieftine. Executarea acestor traductoare a fost posibilă pornind de la observaţia că pentru metalele sub formă de straturi subţiri absorţia este de maximum 50% din radiaţia incidentă, dar creşte la aproximativ 68% dacă pelicula metalică este depusă pe un reflector 100% (fig. 6.16).

Stratul rezistiv ideal fără reflector are rezistenţa specifică $R_{s1} = 188{,}5\Omega/\square$, iar cu reflector creşte la $R_{s2} = 266\Omega/\square$, ceea ce con-

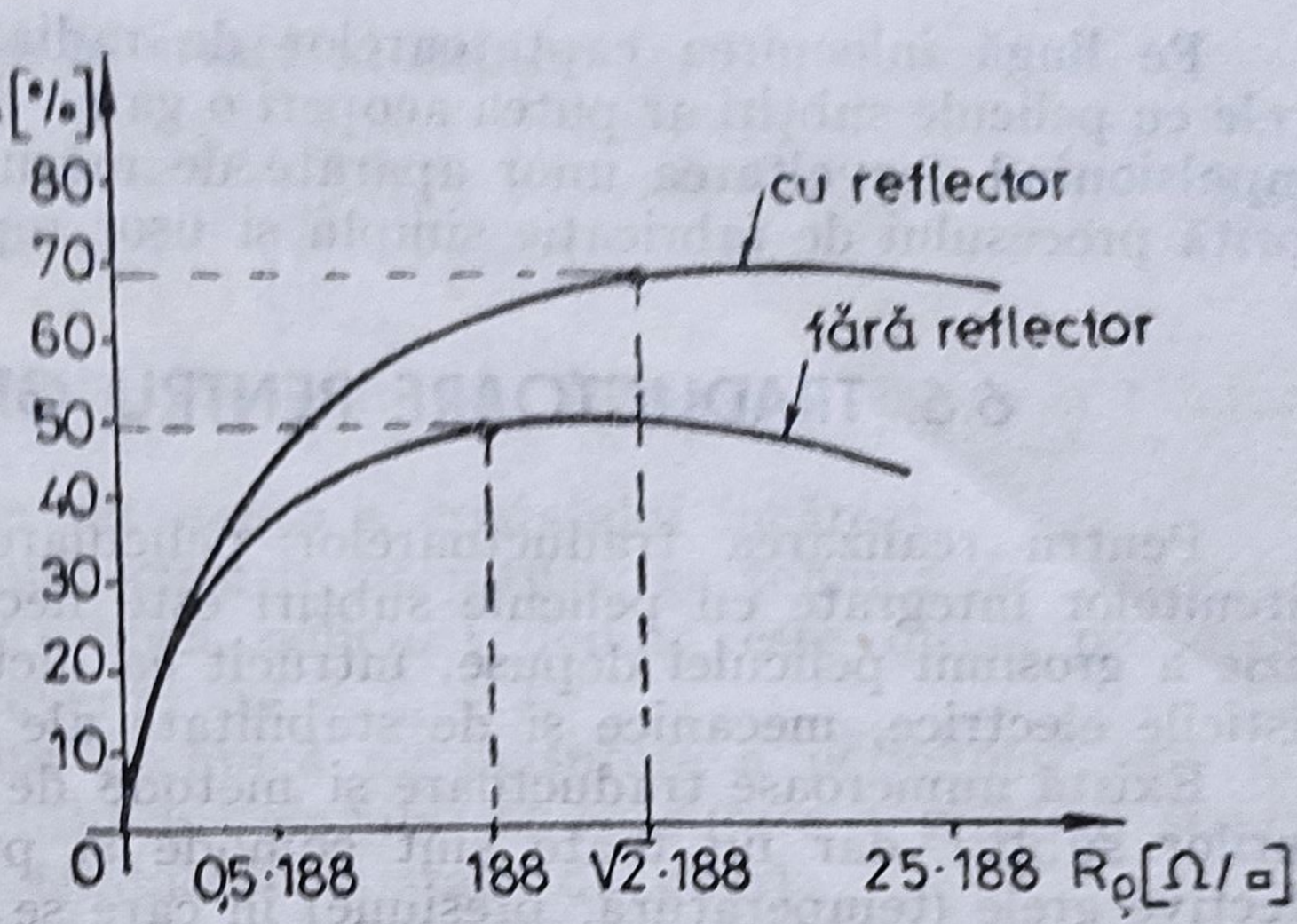


Fig. 6.16. Capacitatea de absorbţie a peliculelor subţiri.

duce inevitabil la scăderea preţului de cost al traductoarelor produse după această tehnologie.

În anexa A6.4 se prezintă, sintetic, cele mai importante caracteristici ale unor traductoare de radiaţii cu pelicule subţiri neacoperite.

6.5.3. EXEMPLE DE APLICAŢII

Primele cercetări în domeniul producerii bolometrelor cu pelicule subţiri au pornit de la necesitatea realizării unui traductor sensibil, prevăzut să măsoare radiaţia infraroşie a Pământului, sub forma unui senzor montat pe un satelit [12]. Acest traductor trebuia să înlocuiască un receptor termoelectronic puţin adecvat şi totodată să contribuie la mărirea sensibilităţii spectrale. Deosebit de avantajos este faptul că, spre deosebire de traductorul termoelectronic cu distribuţia sa de sensibilitate puternic neomogenă pe suprafaţă, bolometrele cu pelicule subţiri oferă o sensibilitate locală omogenă.

Comparativ cu alte tipuri de traductoare de radiaţii (detectoarele cuantice care necesită răcire spre exemplu), bolometrele cu pelicule subţiri sînt în limite largi egal sensibile la toată gama lungimilor de undă a radiaţiei măsurate. Ca urmare, pe lîngă utilizarea lor în spaţiul cosmic, ca parte componentă a sistemelor de observare şi analiză în infraroşu, apare naturală implantarea lor în diferite domenii de aplicaţii care necesită studiul radiaţiilor de bandă largă. Astfel, bolometrele cu pelicule subţiri echipează instalaţii complexe de automatizare, sisteme electronice de pază şi avertizare sau roboţi industriali destinaţi să funcţioneze în medii toxice sau radioactive.

Pe lîngă înlocuirea captatoarelor de radiaţii convenţionale, bolometrele cu pelicule subţiri ar putea acoperi o gamă de doi domenii de utilizare, impulsionînd dezvoltarea unor aparate de măsură valoroase şi ieftine datorită procesului de fabricaţie simplu şi uşor reproductibil.

6.6. TRADUCTOARE PENTRU GROSIMI MICI

Pentru realizarea traductoarelor peliculare şi în general a tuturor circuitelor integrate cu pelicule subţiri este necesară cunoaşterea cu precizie a grosimii peliculei depuse, întrucît ea dictează în principiu caracteristicile electrice, mecanice şi de stabilitate ale viitorului dispozitiv.

Există numeroase traductoare şi metode de măsurare a grosimii straturilor subţiri, dar nu toate sînt comode şi precise datorită condiţiilor efective grele (temperatură, presiune) în care se realizează depunerea straturilor subţiri. Metodele bazate pe traductoare rezistive [13, 14] sînt aplicabile numai straturilor subţiri metalice şi semiconductoare cu o conductibilitate ridicată. Metodele care utilizează traductoare capacitive [16] se aplică numai straturilor subţiri dielectrice, dar sînt afectate serios de erori datorită difuziei laterale. Metodele optice şi radiometrice de măsurare [17] sînt precise, dar nu pot fi utilizate la măsurarea grosimii straturilor subţiri depuse, în timpul procesului tehnologic.

6.6.1. METODA CUARŢULUI REZONANT

Este o metodă deosebit de comodă şi precisă pentru măsurători în timpul procesului tehnologic. Principiul de măsurare [19] se bazează pe variaţia frecvenţei de rezonanţă f_0 a unui oscilator cu cuarţ, la modificarea masei traductorului datorită materialului depus. Pentru calculul grosimii d_s a peliculei depuse se cere cunoaşterea densităţii ρ_s a materialului considerat sub formă de strat subţire şi a masei iniţiale m_0 a traductorului de cuarţ. Dacă Δm este masa stratului depus, din relaţia

$$\Delta m = S \cdot d_s \cdot \rho_s \tag{6.29}$$

rezultă grosimea depunerii

$$d_s = \frac{\Delta m}{S \cdot \rho_0}, \tag{6.30}$$

unde: S reprezintă suprafaţa cristalului pe care se realizează depunerea. Frecvenţa de rezonanţă a cristalului de cuarţ se modifică de la valoarea f_0 (corespunzătoare grosimii $d_s = 0$) cu cantitatea Δf datorită modificării grosimii cristalului de la valoarea d_q la valoarea $d_q + d_s$.

Ecuaţia care caracterizează modificarea de frecvenţă [20]

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta d}{d_q} = -\frac{\Delta m}{\rho^b \cdot S \cdot d} \tag{6.31}$$

permite determinarea grosimii stratului depus

$$d_s = \frac{N_q \cdot \rho_q}{\rho_s \cdot f_0^2}(f_0 - f), \tag{6.32}$$

unde:

— $N_q = f_0 \cdot d_q$ reprezintă constanta de frecvență pentru o tăietură AT a cristalului de cuarț,

— f — frecvența de rezonanță a cristalului încărcat.

Această relație este cunoscută în literatură, ca tehnica de „măsurare a frecvenței", deoarece grosimea peliculei depuse este direct proporțională cu diferența de frecvență $\Delta f = f_0 - f$.

În prezent, așa-numita „tehnică de măsurare a perioadei" este utilizată în cele mai multe din instalațiile de măsurare a grosimii straturilor subțiri, utilizînd ca traductor cristale de cuarț.

Ecuația de bază utilizată în aceste instalații este de forma

$$d_s = \frac{N_q \cdot \rho_q}{\rho_s}(t - t_0), \tag{6.33}$$

unde:

$t = \frac{1}{f}$ și $t_0 = \frac{1}{f_0}$ reprezintă perioadele de oscilație ale cristalului încărcat, respectiv neîncărcat.

Utilizînd aparatură electronică adecvată se pot pune în evidență variații $\Delta f \cong 2$ Hz, ceea ce la $f_0 = 10^7$ Hz reprezintă variații de masă $\Delta m \cong 10^{-7}$ μg/cm² și respectiv măsurarea cu precizie a grosimilor mai mici de 10 Å. Dezavantajul metodei constă în aceea că nu permite măsurarea grosimii straturilor subțiri de natură diferită depuse succesiv în cadrul aceluiași proces tehnologic, deoarece traductorul trebuie curățat chimic după fiecare depunere.

6.6.2. O GENERALIZARE A METODEI CUARȚULUI REZONANT

Pentru măsurarea și controlul grosimilor $d_1, d_2, \ldots d_n$ a n straturi subțiri de natură diferită (caracterizate prin densitățile $\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_n$) depuse succesiv în cadrul aceluiași proces tehnologic se poate generaliza [20] metoda cuarțului rezonant prezentată în § 6.6.1. Grosimea d_1 a primului strat depus funcție de parametrii traductorului: m_0 (masa cristalului de cuarț) S suprafața pe care are loc depunerea), f_0 (frecvența inițială de rezonanță) și de natura materialului depus caracterizat prin densitatea ρ_1 se poate exprima din relația (6.32) sub forma

$$d_1 = \frac{m_0}{f_0 \cdot S \cdot \rho_1}(f_0 + f_1), \tag{6.34}$$

unde f_1 reprezintă frecvența de rezonanță a traductorului în momentul în care s-a atins grosimea d_1 prescrisă.

La depunerea stratului următor, frecvenţa de rezonanţă a traducto rului piezoelectric se modifică de la frecvenţa f_1 la frecvenţa f_2 corespunzătoare atingerii grosimii d_2. La masa iniţială m_0 a traductorului trebuie adăugată acum masa stratului depus anterior

$$m_1 = d_1 \cdot S \cdot \rho_1. \tag{6.35}$$

Ca urmare, grosimea d_2 a celui de-al doilea strat depus se va calcula cu relaţia

$$d_2 = \frac{m_0 + d_1 \cdot S \cdot \rho_1}{f_1 \cdot S \cdot \rho_2}(f_1 - f_2). \tag{6.36}$$

Un raţionament analog arată că pentru grosimea d_n a celui de-al n-lea strat depus succesiv se obţine relaţia

$$d_n = \frac{m_0 + \sum_{n=1}^{n-1} d_k \cdot S \cdot \rho_k}{f_{n-1} \cdot S \cdot \rho_n} \cdot (f_{n-1} - f_n). \tag{6.37}$$

Dacă se adoptă tehnica de măsurare a frecvenţei este util să se exprime deviaţiile de frecvenţă Δf_i ale traductorului corespunzătoare depunerii fiecărui strat subţire de grosime prestabilită.

Pentru primul strat depus la grosimea d_1, deviaţia corespunzătoare de frecvenţă va fi

$$\Delta f_1 = \frac{d_1 \cdot S \cdot \rho_1}{m_0} \cdot f_0. \tag{6.38}$$

Depunerea stratului următor dă naştere unei deviaţii de frecvenţă

$$\Delta f_2 = \frac{d_2 \cdot S \cdot \rho_2}{m_0 + d_1 \cdot S \cdot \rho_1} f_1, \tag{6.39}$$

şi avînd în vedere că

$$f_1 = f_0\left(1 - \frac{d_1 \cdot S \cdot \rho_1}{m_0}\right), \tag{6.40}$$

se obţine pentru Δf_2 relaţia

$$\Delta f_2 = \frac{d_2 \cdot S \cdot \rho_2\left(1 - \frac{d_1 \cdot S \rho_1}{m_0}\right)}{m_0 + d_1 \cdot S \cdot \rho_1} \cdot f_0. \tag{6.41}$$

Procedînd prin recurenţă se obţine pentru devierea de frecvenţă Δf_m corespunzătoare depunerii stratului n expresia

$$f_n = \frac{d_n \cdot S \cdot \rho_n \prod_{k=1}^{n-1}\left(1 - \frac{d_n \cdot S \cdot \rho_k}{m_0 + \sum_{k=1}^{n-1} d_{k-1} \cdot S \cdot \rho_{n-1}}\right)}{m_0 + \sum_{n=1}^{n-1} d_n \cdot S \cdot \rho_n} \cdot f_0. \tag{6.42}$$

Un parametru important care trebuie controlat continuu în timpul procesului tehnologic (deoarece oferă informaţii asupra uniformităţii stratului depus) este rata depunerii, definită ca raportul dintre diferenţa grosimilor instantanee d_i', d_i'' măsurate la momentele t', t'' şi intervalul de timp dintre măsurători

$$r_n = -\frac{d_n' - d_n''}{t' - t''} \tag{6.43}$$

Dacă se are în vedere relaţia (6.37) se obţine

$$r_n = \frac{m_0 + \sum_{k=1}^{n-1} d_i \cdot S \cdot \rho_i}{n \cdot S \cdot t_n (t' - t'')} (t_n' - t_n''). \tag{6.44}$$

Se observă că rata depunerii se pretează mai bine la tehnica măsurării perioadei.

Pe baza formalismului matematic dezvoltat se poate imagina o metodă de măsurare şi control în timpul procesului tehnologic a grosimii straturilor subţiri depuse succesiv. În fig. 6.17 se prezintă sub formă de ordinogramă principiul metodei.

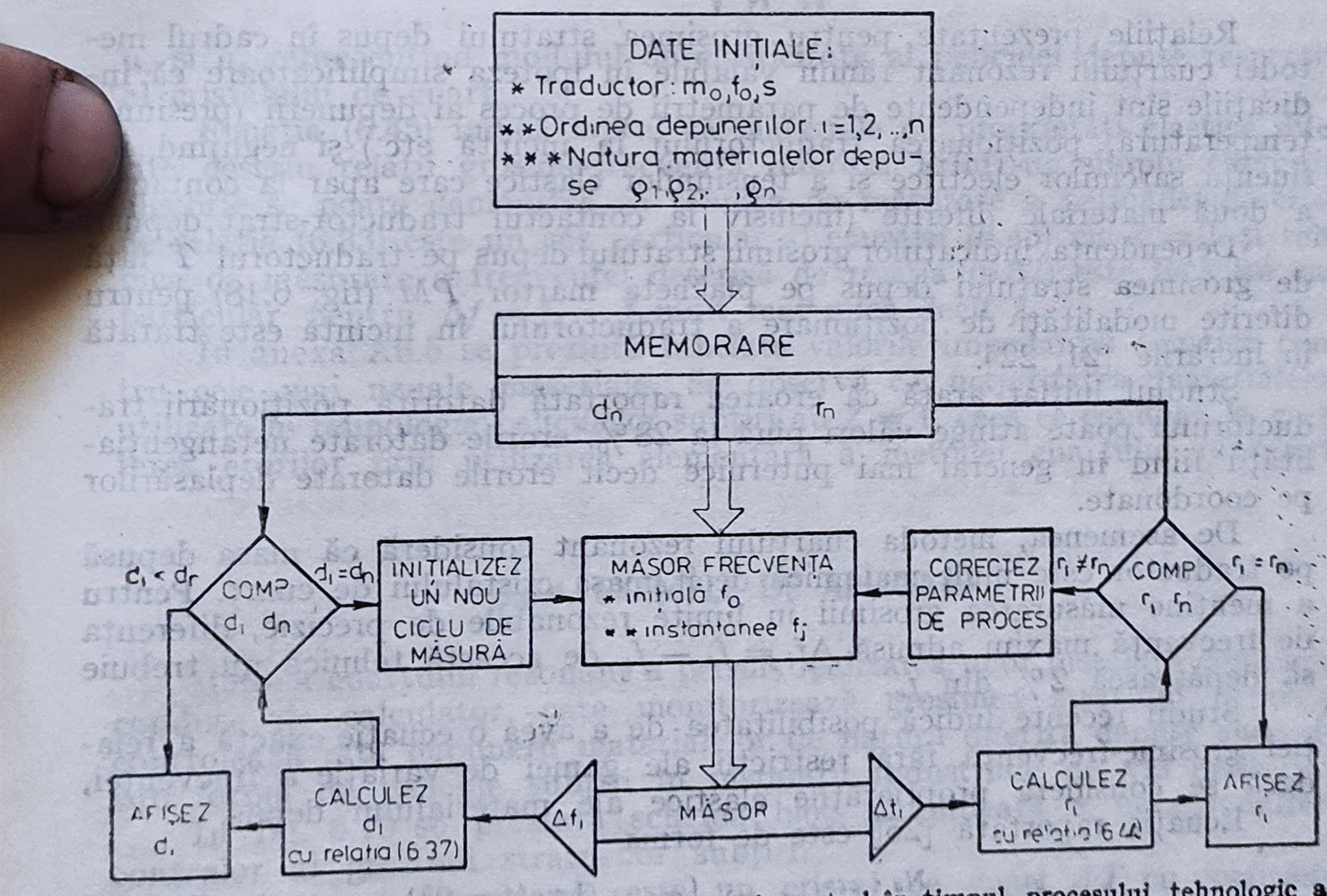


Fig. 6.17. Ordinograma metodei de măsurare şi control în timpul procesului tehnologic a grosimii straturilor subţiri de natură diferită depuse succesiv.

Datele inițiale legate de caracteristicile traductorului (masa m_0, frecvența traductorului neîncărcat f_0, și suprafața depunerii S) și ale materialelor care urmează să se depună (numărul i al depunerilor în ordinea în care au loc și densitățile ρ_i ale materialelor depuse) sînt disponibile sistemului de calcul (al grosimii respectiv al ratei depunerii). Se memorează apoi grosimile $d_1, d_2, \ldots, d_n$ prescrise pentru fiecare strat depus și ratele corespunzătoare $r_1, r_2, \ldots, r_n$ dorite a se realiza. Se poate inițializa acum ciclul de măsură prin afișarea frecvenței instantanee f_i, a deviației momentane de frecvență Δf_i, respectiv a perioadei Δt_i. Se calculează cu relațiile prezentate grosimea și rata instantanee care se compară mereu cu valorile impuse. Dacă nu s-au atins valorile prestabilite, rezultatul se afișează. Realizarea grosimii dorite și/sau obținerea unei rate a depunerii diferită de cea dorită acționează automatica sistemului sau/și inițializează un nou ciclu de măsură a parametrilor stratului următor.

Pe baza acestui principiu, în [25] se descrie construcția și funcționarea unei instalații de măsurare și control în timpul procesului tehnologic a grosimii straturilor subțiri de natură diferită depuse succesiv în instalații industriale de vid înalt.

6.6.3. ERORI PRODUSE LA MĂSURARE

Relațiile prezentate pentru grosimea stratului depus în cadrul metodei cuarțului rezonant rămîn valabile în ipoteza simplificatoare că indicațiile sînt independente de parametrii de proces ai depunerii (presiune, temperatură, poziționarea traductorului în incintă etc.) și neglijînd influența sarcinilor electrice și a tensiunilor elastice care apar la contactul a două materiale diferite (inclusiv la contactul traductor-strat depus).

Dependența indicațiilor grosimii stratului depus pe traductorul T față de grosimea stratului depus pe placheta martor PM (fig. 6.18) pentru diferite modalități de poziționare a traductorului în incintă este tratată în lucrările [21, 22].

Studiul inițiat arată că eroarea raportată datorită poziționării traductorului poate atinge valori pînă la 28%, erorile datorate netangențialității fiind în general mai puternice decît erorile datorate deplasărilor pe coordonate.

De asemenea, metoda cuarțului rezonant consideră că masa depusă pe traductor este mult mai mică decît masa cristalului de cuarț. Pentru a menține măsurarea grosimii în limite rezonabile de precizie, diferența de frecvență maxim admisă $\Delta f_i = f_0 - f_i$ de această tehnică nu trebuie să depășească 2% din f_0.

Studii recente indică posibilitatea de a avea o ecuație exactă a relației grosime-frecvență fără restricții ale gamei de variație a frecvenței, dacă se consideră proprietățile elastice ale materialului depus.

Ecuația raportată [25] este de forma

$$d_s = \frac{N_q \cdot \rho_2}{\pi \cdot Z \cdot \rho_s \cdot f_0} \operatorname{tg}^{-1} \left\{ Z \cdot \operatorname{tg} \left[\frac{\pi \cdot (f_0 - f)}{f_0} \right] \right\}, \qquad (6.45)$$

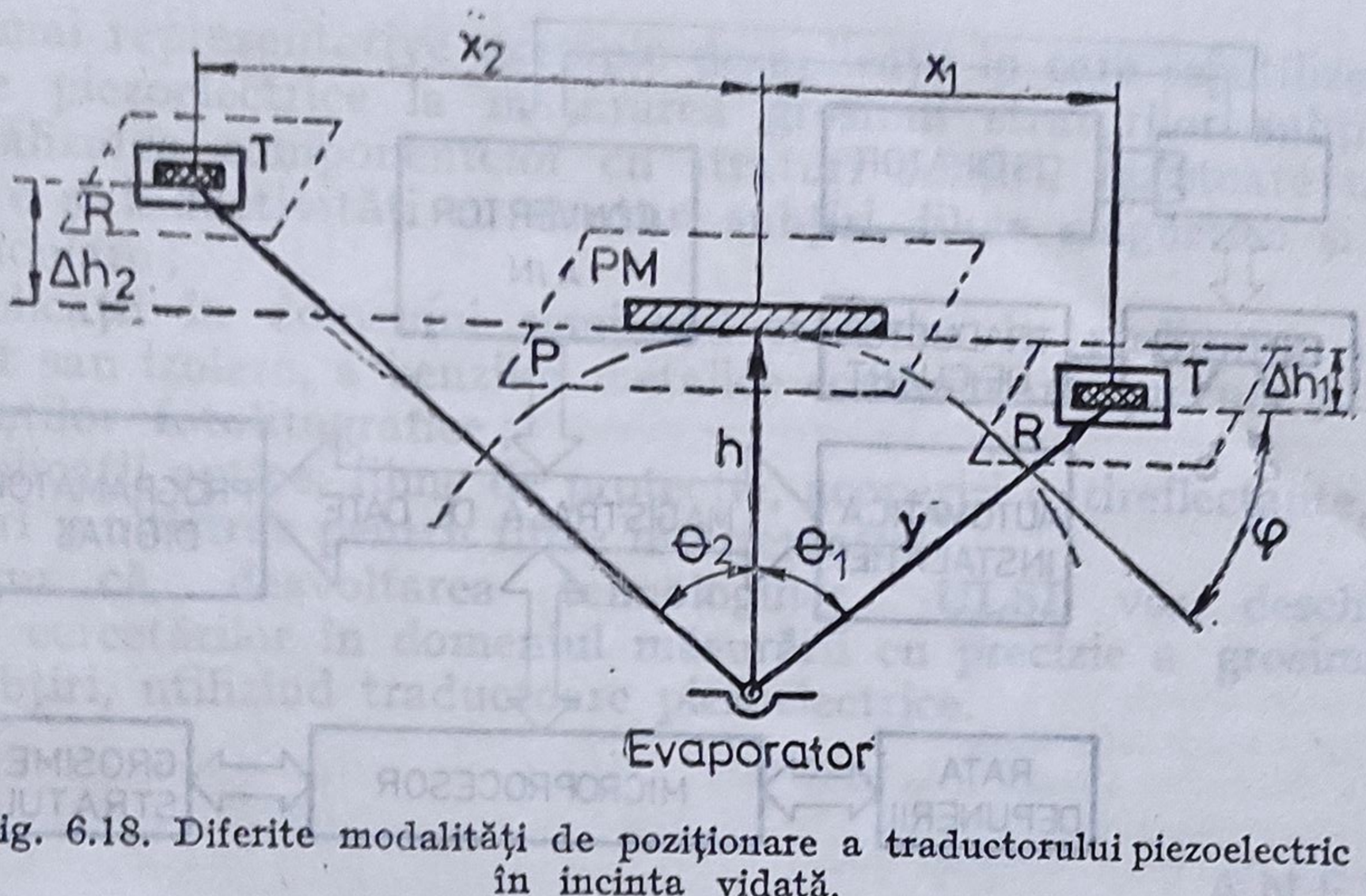


Fig. 6.18. Diferite modalităţi de poziţionare a traductorului piezoelectric în incinta vidată.

unde cu Z s-a notat impedanţa acustică definită prin relaţia

$$Z = \sqrt{\frac{\rho_q \cdot \mu_q}{\rho_s \cdot \mu_s}}, \tag{6.46}$$

μ_s şi μ_q reprezentînd modulul de elasticitate al peliculei depuse respectiv al cristalului de cuarţ.

Ecuaţia (6.45) indică faptul că materiale cu proprietăţi elastice diferite descriu relaţii grosime-frecvenţă diferite. Printr-un simplu exerciţiu algebric se poate demonstra că tehnica de măsurare a perioadei descrisă de relaţia (6.33) este un caz particular al ecuaţiei (6.45) cu $Z = 1$ şi tehnica de măsurare a frecvenţei descrisă de relaţia (6.32) este încă un caz particular pentru $\Delta f = f_0 - f$ mult mai mică decît f_0.

În anexa A6.5 se prezintă tabelate valorile impedanţei acustice pentru cele mai uzuale materiale. Se observă că majoritatea materialelor utilizate în tehnologia peliculelor subţiri au $Z \neq 1$, ceea ce conduce la creşterea erorilor prin utilizarea elementară a metodei cuarţului rezonant.

6.6.4. EXEMPLE DE APLICAŢII

Metoda cuarţului rezonant a permis realizarea unor instalaţii complexe conduse de calculator, care monitorizează grosimea stratului depus şi controlează rata depunerii materialelor de natură diferită depuse succesiv sub formă de pelicule subţiri în instalaţii industriale de vid înalt.

În fig. 6.19 se prezintă schema bloc simplificată a unui monitor-controlor al grosimii straturilor subţiri.

Traductorul de măsură este un cristal de cuarţ AT cu coeficient de temperatură mic. Deoarece modificarea frecvenţei de oscilaţie a cuar-

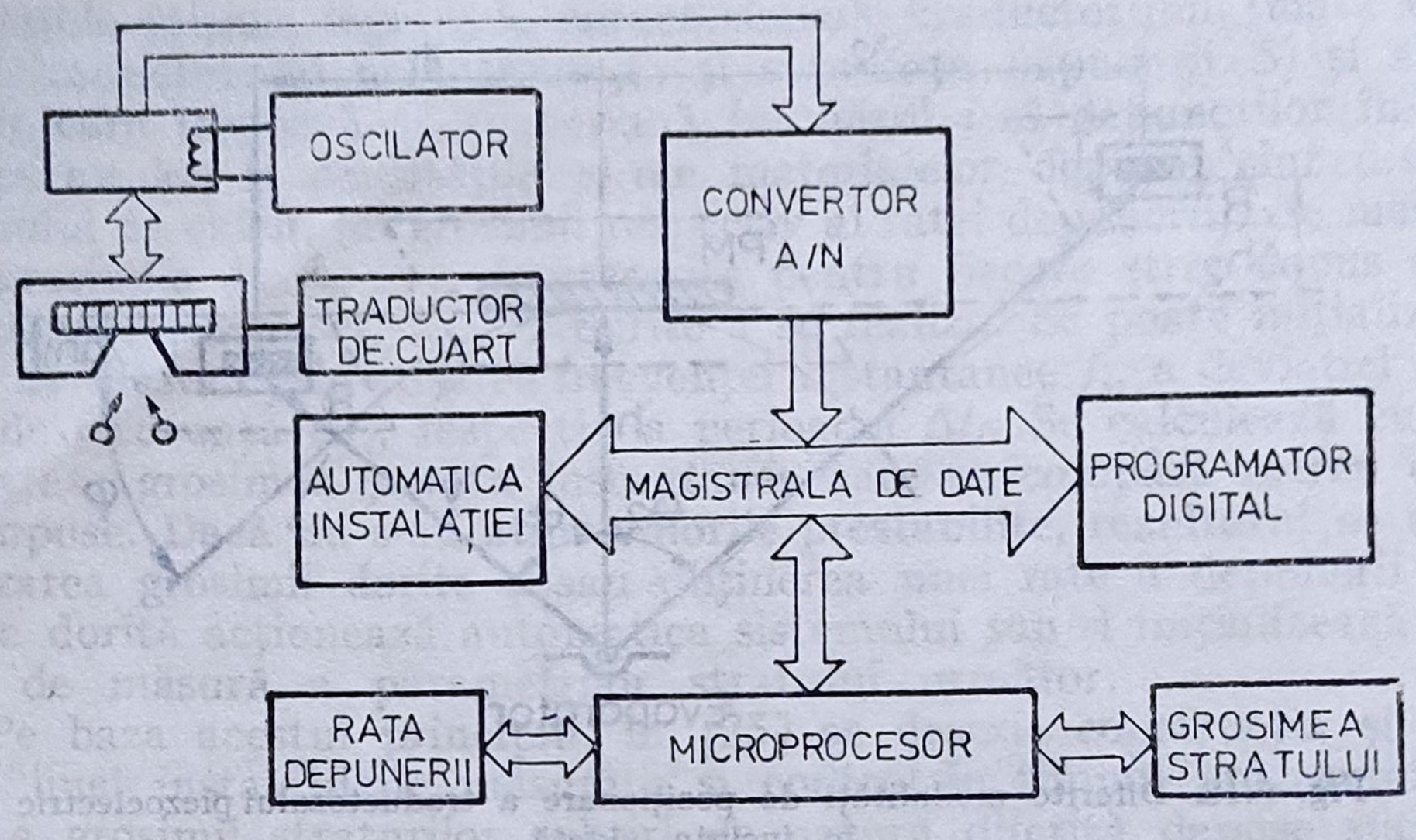


Fig. 6.19. Schema bloc a unui sistem de măsură cu μP a grosimii straturilor depuse și a ratei depunerilor.

ţului nu depinde numai de stratul depus pe suprafaţa sa, ci și de temperatura de lucru și modul de prindere în oscilator, firmele [23, 24, 25] au dezvoltat sisteme de traductoare piezoelectrice montate în dispozitive speciale răcite cu apă sau azot lichid. Căldura incidentă și căldură de condensare a materialului depus sînt limitate din cauza reflexiei infraroșii mari a materialului din care sînt confecţionaţi electrozii (Au, Ag).

Oscilatorul pilot este un oscilator *LC* de referinţă de mare stabilitate a frecvenţei și amplitudinii oscilaţiilor. Semnalele celor două oscilatoare convertite numeric sînt oferite sistemului cu microprocesor, care calculează grosimea stratului depus din frecvența instantanee și rata depunerii din modificarea frecvenţei.

Printre avantajele oferite de realizarea instalaţiilor de măsurare a grosimii straturilor subţiri cu μP se pot aminti:

— parametrii de proces pot fi iniţializaţi sau modificaţi prin claviatură;

— controlul automat al parametrilor de proces elimină eșecurile operaţiei

— o precizie ridicată a parametrilor măsuraţi.

S-au realizat instalaţii care utilizează un singur traductor de cuarţ [26] pentru măsurarea grosimii straturilor subţiri depuse succesiv, dar și instalaţii care prelucrează semnalele furnizate de mai multe traductoare [23], [24], care prin obturare mecanică măsoară succesiv grosimea unui singur material. Creșterea preciziei măsurătorilor prin utilizarea unei aparaturi sofisticate se reflectă și în dinamica preţului de cost [23, 25].

În anexa A6.6 se prezintă cele mai importante caracteristici tehnice ale unor instalaţii pentru măsurarea și controlul grosimii straturilor subţiri și a ratei depunerilor care echipează instalaţiile de evaporare sau pulverizare în vid înalt.

Cele mai reprezentative exemple de aplicaţii în care se utilizează traductoarele piezoelectrice la măsurarea grosimii straturilor subţiri sînt :

— realizarea componentelor cu straturi subţiri, rezistoare metalice, capacitoare şi inductivităţi cu straturi subţiri, filme magnetice şi traductoare peliculare ;

— aplicaţii în domeniul semiconductoarelor la realizarea insulelor de contact sau izolare, a benzilor metalice conductoare, precum şi la realizarea măştilor fotolitografice ;

— aplicaţii optice, filme de protecţie, acoperiri antireflectante, oglinzi şi acoperiri multistrat pentru filtre interferenţiale.

Desigur că, dezvoltarea tehnologiilor ULSI vor deschide noi orizonturi cercetărilor în domeniul măsurării cu precizie a grosimii straturilor subţiri, utilizînd traductoare piezoelectrice.

ANEXA 6

A6.1. Caracteristicile unor traductoare termice cu pelicule subţiri (produse de ONERA [8] şi ANALOG DEVICES [27])

Tabelul A 6.1

Caracteristicile traductoarelor de temperatură

CARACTERISTICI	CUPLURI DE METALE DEPUSE	
	CUPRU-NICHEL	CROM-CONSTANTAN
Sensibilitatea termoelectrică [$V \cdot K^{-1}$]	$10 \cdot 10^{-6}$	$45 \cdot 10^{-6}$
Dispersia sensibilităţii [%]	± 10	± 15
Puterea minimă [$K\ Hz^{-1/2}$]	$2 \cdot 10^{-2}$	$7 \cdot 10^{-3}$
Aria traductorului [mm^2]	$0{,}2 \times 0{,}7$	$0{,}2 \times 0{,}7$
Grosimea traductorului [μm]	25	25
Grosimea depunerii metalice [μm]	0,2	0,2
Grosimea terminalelor [mm]	0,6	0,6
Temperatura de lucru [°C]	0 la 200	0 la 200

Tabelul A 6.2

Caracteristicile traductoarelor de flux termic

CARACTERISTICI	CUPLURI DE METALE DEPUSE	
	CUPRU-NICHEL	CROM-CONSTANTAN
Sensibilitatea între 0—100°C [$V \cdot kW^{-1} \cdot m^2$]	$2{,}7 \cdot 10^{-6}$	$7{,}5 \cdot 10^{-6}$
Dispersia sensibilităţii [%]	$\pm 10\%$	$\pm 15\%$
Puterea minimă [$W \cdot m^{-2}\ Hz^{-1/2}$]	110	40
Aria traductorului [mm^2]	$0{,}2 \times 0{,}7$	$0{,}2 \times 0{,}7$
Grosimea traductorului [μm]	40	40
Grosimea depunerii metalice [μm]	0,2	0,2
Grosimea terminalelor [mm]	0,6	0,6
Temperatura de lucru [°C]	0 la 200	0, la 200

Tabelul A 6.3

Caracteristicile traductoarelor pentru analiza suprafețelor de separație

CARACTERISTICI	VALORI
Natura elementului sensibil	Nichel
Sensibilitatea termică a peliculei $\alpha = \frac{1}{T} \cdot \frac{\Delta R}{R'}$ [K^{-1}]	$2{,}9 \cdot 10^{-3}$
Dispersia sensibilității [%]	±5
Rata supraîncălzirii admisibile	1,6
Rezistența elementului sensibil la 20°C [Ω]	40
Dispersia rezistenței [%]	±10
Dimensiunile peliculei: Lungime [mm]	6
Lățime [mm]	0,2
Grosime μm]	0,1
Temperatura de lucru [°C]	0 la 200

Tabelul A 6.4

Caracteristicile traductoarelor integrate de temperatură din seria AD 590

Model	AD 590L	AD 590J	AD 590K
Valori maxim absolute			
Tensiunea directă	+44 V	*	*
Tensiunea inversă	−20 V	*	*
Domeniul temperaturilor de utilizare	−55°C÷100°C	*	*
Tensiunea de alimentare	+4V la +30V	*	*
Curentul nominal de ieșire la 25°C (298,2 K)	298,2 μA	*	*
Coeficientul nominal de temp.	1μA/°C	*	*
Eroarea de calibrare la 25°C	±10°C max	±5°C Max	±2,5°C
Eroarea de liniaritate	±3°C max	±1,5°C max	±1,5°C max
Eroarea de repetabilitate	±0,1°C max	*	*
Curentul de zgomot	40 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$	*	*
Rejecția tensiunilor de alimentare			
+4V<V <+5V	0,5 μA/V	*	*
+5V<V <15V	0,2 μA/V	*	*
+15 V<V <30V	0,1 μA/V	*	*
Rezistența de izolație în capsulă	$10^{10}\Omega$	*	*
Capacitatea efectivă de șunt	100 pF	*	*

* Specificații asemănătoare cu AD 590 L.

A6.2. CALCULUL CONDIȚIILOR DE COMPENSARE A ERORILOR ÎN TEMPERATURĂ

Tensiunea de ieșire V_s a amplificatorului ținînd cont de generatorul de reacție λV_s se scrie [4]

$$V_s = \frac{I(1-I)Au}{1+I\delta} \cdot \frac{\alpha T - \beta T^2 - \delta}{1-m+(I-m)(\alpha T - \beta T^2)}, \tag{A6.1}$$

unde s-a făcut schimbarea de variabilă

$$I = \frac{R_0}{R_0+\rho}; \quad m = \frac{\rho}{r}\lambda I \cdot A \text{ și } R = R_0(1+\delta).$$

O dezvoltare limitată a lui V_s pentru valori mici ale lui $\alpha T - \beta T^2$ face să apară contribuția preponderentă a termenului în T^2. Principiul compensării erorilor constă în a considera parametri ajustabili I și m pentru care coeficientul termenului în T^2 este nul. După calcule se arată că, compensarea conduce la relația

$$(1-m)\beta + (I-m)\alpha^2 = 0. \tag{A6.2}$$

Ținînd cont de această condiție, tensiunea la ieșire V_s se scrie

$$V_s = \frac{IAu'}{1+I\delta}\left(\alpha + \frac{\beta}{\alpha}\right)\left(1 - \frac{\delta\beta}{\alpha^2}\right)\left(T - \frac{\delta\beta}{\alpha^2-\delta\beta}T^2 - \frac{\beta^2}{\alpha^2}T^3 + \xi T^4 + \ldots\right). \tag{A6.3}$$

La limita superioară a intervalului de definiție contribuția termenului în T^3 este de 2.10^{-2}, aceea a termenului în T^4 este 2.10^{-3}. În continuare se neglijează eroarea datorată termenului în T^4.

Temperatura θ afișată de un voltmetru liniar plasat la ieșirea amplificatorului se poate scrie în funcție de temperatura T a sondei

$$\theta = B\left(T - T_0 - \frac{\beta^2}{\alpha^2}T^3\right). \tag{A6.4}$$

Eroarea comisă $\delta T = \theta - T$ se anulează pentru trei valori ale temperaturii T_h, T_h, T_e date de sistemul de relații

$$\begin{cases} \alpha^2\delta = \beta^2(\delta^2 - \delta\beta)\, T_h T_h (T_h + T_h) & \text{(A6.5)} \\ KB = 1 - \dfrac{\beta^2}{\alpha^2}(T_h^2 + T_h^2 + T_h \cdot T_h) & \text{(A6.6)} \\ I\alpha^2\left(1 - \dfrac{\rho}{r}\lambda Au\right) = -\beta\left(1 - m\dfrac{\rho}{r}\lambda Au\right) & \text{(A6.7)} \\ T_h + T_h + T_e = 0. & \text{(A6.8)} \end{cases}$$

Fie T_{m1} temperatura potrivită la care corespunde eroarea maximă $\delta_1 T$. Calculul acestor două mărimi conduce la

$$T_{m1} = \left[\frac{1}{3}(T_h^2 + T_h^2 + T_h \cdot T_h)\right]^{1/2} \tag{A6.9}$$

$$\delta_1 T = \frac{2T_1^2 - T_h \cdot T_h(T_h + T_h)}{\frac{\alpha^2}{\beta^2} - 3T_{m1}^2}. \tag{A6.10}$$

Intervalul de temperatură în care eroarea absolută în temperatură este inferioară sau egală cu $\delta_1 T$ este limitată de temperaturile obţinute ca soluţii ale ecuaţiei

$$\delta T = \delta, T.$$

Această ecuaţie are trei rădăcini T_p, T_q, T_r, dintre care una este negativă şi se elimină. Temperaturile sînt deduse din relaţiile:

$$\begin{cases} T_p + T_q + T_r = 0 & \text{(A6.11)} \\ T_p T_q + T_q T_r + T_r T_p + T_h \cdot T_k + T_k T_l + T_l T_h = 0 & \text{(A6.12)} \\ T_p \cdot T_q \cdot T_r = 2(T_h \cdot T_k T_l - T_{m1}^2). & \text{(A6.13)} \end{cases}$$

Adaptarea traductorului la o gamă de temperaturi dată se face considerînd T_p şi T_q, de unde se deduce $\delta_1 T$ şi T_{m1}, apoi T_h şi T_k, care permit apoi să se calculeze parametrii impuşi circuitului I, m, δ.

A6.3. **Caracteristicile** unor traductoare de presiune cu pelicule subţiri produse de ONERA [8].

Tabelul A6.4.

Caracteristicile traductoarelor de presiune

Caracteristici	Traductoare cu dielectric solid	Traductoare cu dielectric gazos	
		Grosimea membranei 12 μm	Grosim ea membranei 25 μm
Sensibilitatea ΔC/C/Pa	$2 \cdot 10^{-9} - 2 \cdot 10^{-10}$	$3 \cdot 10^{-7}$	$4 \cdot 10^{-8}$
Lăţimea benzii de frecvenţă	$1 - 10^5$	$1 - 10^5$	$1 - 10^5$
Detectivitatea la 1 kHz $(\text{Pa}-\text{Hz}^{-\frac{-1}{2}})$	2 (polarizat la $U <$ 100 V)	10^{-1} polarizat	$6 \cdot 10^{-1}$ la $U < 10$ V
Grosimea traductorului (μm)	50	80	92
Grosimea depunerii metalice (μm)	0,2	0,2	0,2
Aria standard a elementului sensibil (mm^2)	4×6	4×6	4×6
Grosimea terminalelor de conexiuni (mm)	0,6	0,6	0,6
Dimensiunea elementelor microelectronice asociate (mm^2)	2×4×1	2×4×1	2×4×1
Banda de temperatură (°C)	0—60	0—60	0—60

A6.4. Caracteristicile unor traductoare de radiații cu pelicule subțiri produse în serie [2].

Tabelul A6.5.

Caracteristicile traductoarelor de radiații

Caracteristici	Tipul bolometrului	
	B_1	B_8
Suprafața activă A_t [cm²]	$5{,}5 \cdot 10^{-3}$	$5{,}5 \cdot 10^{-3}$
Rezistența specifică a peliculei R (Ω/□)	24	24
Coeficientul de temperatură α [K^{-1}]	$1{,}249 \cdot 10^{-3}$	$1{,}257 \cdot 10^{-3}$
Curentul de alimentare I [mA]	3	3
Diferența de temperatură ΔT [K]	63,1	38,5
Curentul de pierdere termică B [μW/K]	168	300
Constanta de timp τ [ms]	10,5	6,5
Căldura specifică $h \left[\frac{\mu Ws}{K}\right]$	1,95	1,95
Sensibilitatea $S \left[\frac{V}{W}\right]$	1,88	1,2
Puterea echivalentă de zgomot NEP [W]	$1{,}1 \cdot 10^{-7}$	$1{,}7 \cdot 10^{-7}$
Detectivitatea $D \left[\frac{cm\ \sqrt{Hz}}{W}\right]$	$2{,}1 \cdot 10^{6}$	$1{,}4 \cdot 10^{6}$

A6.5. Valorile impedanței acustice Z calculate pentru materialelor utilizate în tehnologia peliculelor subțiri [25].

Tabelul A6.6.

Valorile calculate pentru Z

Material	Z calculat
Plumb	1,125
Aluminiu	1,077
SiO_2 (amorf)	1,066
Titan	0,627
Argint	0,529
Zinc	0,511
Cupru	0,437
Aur	0,381
Nichel	0,332
Platină	0,239

A6.6. Caracteristicile tehnice ale unor monitor-controloare a grosimii straturilor subţiri şi a ratei depunerilor

Tabelul A6.7.

Caracteristicile monitorului QRS 101 [23]

Caracteristici	Domeniu	Rezoluţia de măsură
Grosimea stratului	0—999.999 Å	1 Å
Rata depunerii	0—999.999 Å/s	1 Å/s
Densitatea materialelor	0—99.999 g/cm³	0,1 g/cm³
Timpul de măsurare	0—999.999 s	1 s
Modificarea frecvenţei traductorului	0—999.999 Hz	1 Hz
Ieşiri analogice pentru controlul direct al sursei de evaporare	0—10 V /5 mA Cu protecţie la scurtcircuit	
Ieşiri digitale pentru controlul funcţiilor auxiliare	Comandă relee Read 100 V/10 W	
Alimentare		
Putere consumată	50 W	Dimensiuni
Tensiune	220 V ± 10%	483×226×440 mm
Frecvenţa	50 Hz	Greutate 20 kg

Tabelul A6.8.

Caracteristicile monitorului XMS—1/3 [25]

Caracteristici	Valori
Gama de măsurare a grosimii (3 game automatice)	0—999,9 kÅ
Gama ratei controlate	0—999 Å/s
Precizia calibrată pentru toate materialele	1% pt. măsurători de grosime 2% pt. măsurători de rată
Rezoluţia afişată a grosimii	1 Å de la 0—999 Å 10 Å de la 10—99,99 kÅ 100 Å de la 100—999,9 kÅ
Accesorii	Traductor pentru depuneri prin evaporare Traductor pentru depuneri prin pulverizare Traductor pentru depuneri peste 450°C Casetă magnetică pentru înregistrări de grosimi sau rată a depunerii

Tabelul A6.9.

Caracteristicile monitorului MGS 01 [26]

Caracteristici	Domeniul de măsură	Rezoluția
Grosimea depunerilor	0—999.999 Å	5 Å pentru Al
Rata depunerii	0—999.999 Å/s	2—5 Å/s
Densitatea materialelor măsurate	0—99.999 g/cm³	0,5 g/cm³
Caracteristicile traductorului piezoelectric	Masa $m_0 = 2{,}375$ g Frecvență $f_0 = 5{,}6$ MHz Montură termostatată și răcită cu apă	
Afișaj numeric pentru control și funcții auxiliare	— grosimea stratului depus (Å) — rata depunerii (Å/s) — frecvența instantanee (Hz) — devierea momentană de frecvență (Hz) — funcționarea oscilatorului (semnalizare LED) — semnale de comandă TTL pentru automatizarea agregatelor de depunere	
Dimensiuni „modular"	— adîncime — 480 mm — lățime — 400 mm — înălțime — 200 mm — greutate — 5,6 kg	

BIBLIOGRAFIE

1. **Portat,** M., Bruère, A., Godefroy, I., Helias, F., *Newly Developed Thin Film Transducers and their Applications,* Lucrările conferinței SENSOR'82, Secțiunea a 6-a, p. 61—77, München, R.F.G., 1982.
2. Obermeier, E., *Entwicklung von Dünnfilm-Sensoren,* Lucrările conferinței SENSOR'82, Secțiunea a 6-a, München, R.F.G., 1982.
3. Dlehl, W., *Platin—Dünnschicht—Widerstände als genaue und stabile Temperatur-Sensoren,* Lucrările conferinței SENSOR'82, Secțiunea a 6-a, p. 89—101, München, R.F.G., 1982.
4. Micheron, F., *Realization d'un thermomètre liniare à resistance de Platine,* Electronique & microelectronique industrielles Nr. 168, mars 1973, p. 47.
5. Godefroy, J. C., *Thin film transducers for temperature and heat flux measurements,* Recherche Aerospatiale English edition, no. 1981—2, p. 9—19.

6. Chatanier, M., *Perspectives offertes par l'emploi des technogiec modernes ans le domaine des capteurs paritaux — Euromec.* Symposium nr. 90, Nancy, France, 1977.
7. Chatanier, M., Bot, V. Le., *Utilisation des capteurs pelliculaires pour la mesure des pressions instantionaires dans les turbomachine,* IUTAM Symposium, Paris, France, 1976.
8. * * * *Prospectele Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales,* ONERA, Frankreich, 1982.
9. * * * *Utilizarea μP în indicatoarele numerice de temperatură,* Electronique et applications industrielles, Nr. 281, 15.03.1980, p. 45—49.
10. Portat, N., *Capteurs pelliculaires pour mesures de pression, de temperature et de flux thermique sur profils minces,* OHERA, technical report 1980.
11. Pirot, H., *Dünnfilm—Drucksensoren, eine neue Technik,* Lucrările conferinței SENSOR'82, Secțiunea a 6-a p. 78—87, München, R.F.G., 1982.
12. Hartmann, R., Selders, M., *Hochempfindliche Bolometer in Dünnschichttechnik,* Lucrările conferinței SENSOR'82, Secțiunea a 6-a p. 102—116, München, R.F.G., 1982.
13. Berry, T., *Thin film technology,* Ed. Van Nostrad Co. U.S.A., 1968.
14. Spinulescu, I., *Fizica straturilor subțiri și aplicațiile acestora,* Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1975.
15. Camenzind, H., *Circuits design for integraed electronics,* Ed. Addison Wesley, California, 1968.
16. Sears, F. M., Zemansky, M. W., *Thin film devices,* Ed. Addison Wesley Boon, California, 1973.
17. Pankore, J. I., *Optical processes in semiconductors,* Ed. Prentice Hall, Engleword Cliffs 1971.
18. Cunninghan, S. A, Gardner, W. R., *Wultilevel metallization Systems for Silicon Integrated circuits,* Solid State Pechnology, 1978.
19. Lamont, L.T., Jr., *Thin film Note-Book,* Reprinted from VARIAN Vacuum Views, 1981.
20. Cârstea, H., *Metodă de măsurare și control în timpul procesului tehnologic a grosimii straturilor subțiri de natură diferită depuse succesiv în instalații de vid înalt,* Lucrările simpozionului național de Metrologie, București, octombrie 1981.
21. Cârstea, H., *Asupra erorilor metodei cuarțului rezonant, utilizat la măsurarea grosimii peliculelor subțiri depuse succesiv în instalații de vid înalt,* Lucrările Simpozionului național de Metrologie, București, octombrie 1981.
22. Cârstea, H., *Asupra poziționării traductorului piezoelectric de măsurare a grosimii straturilor subțiri în incinta vidată,* Referat prezentat la Seminarul de măsuri, Facultatea de Electrotehnică, Inst. Politehnic „Traian Vuia" Timișoara, 1982.
23. * * * *Prospectele și notele de aplicații ale firmei BALZERS,* 1980.
24. * * * *Prospectele și notele de aplicații ale firmei VARIAN,* 1980.
25. * * * *Prospectele și notele de aplicații ale firmei INFICON,* 1982.
26. Cârstea, H., *Instalație pentru măsurarea și controlul în timpul procesului tehnologic a grosimii straturilor subțiri depuse în agregate de vid înalt,* Conferința națională de electronică, Institutul Politehnic București, 1982.
27. * * * *Integrated circuit chips for precision hybrides,* 1979, ANALOG DEVICES inc. p. 73—75.

CUPRINS

Prefață 5
Introducere 7

CAPITOLUL 1. **TEHNOLOGIILE CIRCUITELOR INTEGRATE HIBRIDE** (M. Georgescu) 9
1.1. Introducere 9
1.2. Tehnologiile de realizare a elementelor depuse 9
1.2.1. Tehnologia straturilor subțiri 10
1.2.2. Tehnologia straturilor groase 22
1.3. Tehnologiile de montare a elementelor atașabile 28
1.4. Tehnologiile de încapsulare 35
Anexa 1 37
A.1.1. Avantajele circuitelor integrate hibride față de circuitele realizate cu componente discrete 37
A.1.2. Avantajele circuitelor integrate hibride față de ciruitele integrate monolitice 37
Bibliografie 37

CAPITOLUL 2. **ELEMENTE DE CIRCUIT REALIZATE ÎN TEHNOLOGII SPECIFICE HIBRIDELOR** (M. Georgescu) 39
2.1. Introducere 39
2.2. Componente electronice pasive 39
2.2.1. Rezistoare 40
2.2.2. Condensatoare 43
2.2.3. Bobine 44
2.3. Componente electronice active 44
2.4. Elemente de topologie a circuitelor 52
Anexa 2 55
A.2.1. Dimensionarea rezistoarelor dreptunghiulare 55
A.2.2. Dimensionarea rezistoarelor de tip meandru 55
Bibliografie 56

CAPITOLUL 3. **REȚELE REZISTIVE PELICULARE DE PRECIZIE ÎN SCARĂ** (H. Cârstea) 57
3.1. Introducere 57

3.2. Atenuatoare rezistive 57
3.2.1. Atenuatoare rezistive simetrice în T şi π 58
3.2.2. Scară de atenuatoare rezistive comutabile. 60
3.2.3. Erori ale celulelor rezistive de atenuare. 62
3.3. Reţele rezistive de conversie 64
3.3.1. Reţele revistive de conversie cu rezistoare ponderate. . . . 64
3.3.2. Reţele rezistive de conversie cu rezistoare R—2R 66
3.3.3. Determinarea rezistoarelor din componenţa reţelelor rezistive de conversie R—2R prin măsurători directe la borne . . 69
3.4. Consideraţii de precizie şi ajustare funcţională 70
3.4.1. Erori datorate tehnologiei 70
3.4.2. Ajustarea funcţională a reţelelor rezistive de precizie . . . 71
3.4.3. Model de rezistor pelicular ajustabil de precizie 74
3.4.4. Metodă de ajustare pentru model de rezistor pelicular ajustabil de precizie 76
3.5. Aplicaţii ale reţelelor rezistive de precizie 78
3.5.1. Amplificator sumator de precizie 78
3.5.2. Amplificator diferenţial de precizie 78
3.5.3. Amplificator de instrumentaţie 79
3.5.4. Amplificator cu rejecţie ridicată a tensiunilor de mod comun 79
3.5.5. Oscilator sinusoidal în cuadratură 80
3.5.6. Generator de semnale dreptunghiulare 81
3.5.7. Formator de semnale dreptunghiulare 81
3.5.8. Divizoare de tensiune şi curent 82
3.5.9. Integrator dublu 82
3.5.10. Sursă dublă de referinţă 83
3.5.11. Convertor ac — dc de precizie 83
3.5.12. Filtru trece jos cu doi poli 83
3.5.13. Filtru trece sus cu doi poli 84
3.5.14. Filtru opreşte bandă 85
3.5.15. Convertor numeric — analogic discret 85
3.6. Concluzii 86
Anexa 3 86
A.3.1. Caracteristicile divizorului binar HR 1—32. 86
A.3.2. Caracteristicile atenuatoarelor AD 1803 şi AD 1841 87
A.3.3. Caracteristicile lanţului rezistiv pentru reacţie Beckman 899—2 87
A.3.4. Caracteristicile lanţului rezistiv pentru atenuatoare HRR 003 88
A.3.5. Caracteristicile reţelelor rezistive de conversie R—2R, HRR 004 89
A.3.6. Caracteristicile unor reţele rezistive de precizie din seria Beckman 694—698—699 89
Bibliografie 90
CAPITOLUL 4. **COMUTATOARE ELECTRONICE CU TEC** (H. Cârstea) 92
4.1. Introducere 92
4.2. Tranzistorul cu efect de cîmp în regim de comutaţie 93

4.2.1. Structura fizică și simbolul de circuit al TEC 93
4.2.2. TEC — J în regim de comutare 93
4.2.3. TEC— MOS în regim de comutare 96
4.3. Caracteristicile electrice ale comutatoarelor electronice cu TEC 98
4.3.1. Rezistența în starea de conducție 98
4.3.2. Tensiune de decalaj 99
4.3.3. Rezistența și curentul de fugă în starea blocată 99
4.3.4. Capacitățile parazite 99
4.3.5. Curentul maxim comutat 101
4.3.6. Tensiunea maximă comutată 101
4.4. Circuite de comandă 101
4.4.1. Comanda comutatoarelor cu TEC — J 101
4.4.2. Comanda comutatoarelor cu TEC — MOS 106
4.4.3. Comanda comutatoarelor cu C — MOS 108
4.5. Surse de erori ale comutatoarelor cu TEC 109
4.5.1. Erori în regim staționar 109
4.5.2. Erori în regim dinamic 111
4.5.3. Recomandări pentru reducerea erorilor de comutare . . . 113
4.6. Comutatoare analogice cu TEC în aplicații 114
4.6.1. Releu electronic cu TEC 114
4.6.2. Multiplexarea analogică 115
4.6.3. Eșantionarea și memorarea 118
4.6.4. Controlul digital al amplificării 122
4.6.5. Comutatoare analogice de putere 124
4.6.6. Amplificatoare cu modulare — demodulare prin choppare . 125
4.7. Concluzii 127
Anexa 4 128
A.4.1. Caracteristicile unor tranzistoare cu efect de cîmp utilizate în comutație analogică 128
A.4.2. Caracteristicile comutatorului bilateral MMC 4066 132
A.4.3. Caracteristicile multiplexoarelor analogice MMC 4067, MMC 4097 132
Bibliografie 135

CAPITOLUL 5. **CONVERTOARE DE DATE HIBRIDE (CDH)**, (H. Cârstea) 136
5.1. Introducere 136
5.1.1. Schema de principiu a CDH 136
5.1.2. Avantajele CD în tehnologie hibridă 141
5.2. Caracteristicile de transfer ale convertoarelor de date 143
5.2.1. Caracteristica de transfer a CNA 143
5.2.2. Caracteristica de transfer a CAN 146
5.3. Parametrii convertoarelor de date 148
5.3.1. Clasificarea parametrilor CD 148
5.3.2. Parametrii relativi de performanță ai CNA 149
5.3.3. Parametrii absoluți de performanță ai CNA 155
5.3.4. Parametrii dinamici ai CNA 158
5.3.5. Parametrii relativi de performanță ai CAN 159

5.3.6. Parametrii absoluţi de performanţă ai CAN 162
5.3.7. Parametrii dinamici ai CAN 164
5.4. Comparatoare pentru convertoare de date 165
5.4.1. Îmbunătăţiri aduse comparatoarelor monolitice 166
5.4.2. Comparatoare pe bază de diode tunel 168
5.4.3. Comparatoare hibride diodă tunel — tranzistor bipolar 170
5.5. Comutatoare electronice pentru convertoare de date 172
5.5.1. Comutator de curent pentru o reţea R—2R 173
5.5.2. Comutator de curent pentru o reţea R—2R de ponderare . 174
5.5.3. Comutator de curent pentru o reţea R—2R de atenuare 176
5.6. Testarea convertoarelor de date 177
5.6.1. Testarea convertoarelor numeric — analogice 178
5.6.2. Testarea convertoarelor analog — numerice 180
5.6.3. Testarea sub microscop a convertoarelor de date hibride . 182
5.7. Concluzii 184
Anexa 5 185
A.5.1. Convertoare numeric — analogice hibride reprezentative 185
A.5.1.1. CNA de mare rezoluţie DAC 1136/1137/1138 185
A.5.1.2. CNA rapide HDS 0820/1025/1250 — HDH 0802/1003/1205 187
A.5.1.3. CNA hibrid ultrarapid în tehnologie ECL HDS 0810 E/1015 E 189
A.5.1.4. CNA hibrid video HDG 0805/0605/0405 191
A.5.2. Convertoare analog — numerice hibride reprezentative . . 192
A.5.2.1. CAN pe 12 biţi foarte rapid AD 578 193
A.5.2.2. CAN pe 12 biţi de precizie AD 5200 184
A.5.2.3. CAN cu aproximări succesive hibrid ADC 80 195
A.5.2.4. CAN hibrid video MATV 0811/0816/0820 199
Bibliografie 199

CAPITOLUL 6. **TRADUCTOARE PELICULARE** (H. Cârstea) . . 201
6.1. Introducere 201
6.2. Elemente specifice traductoarelor peliculare 202
6.2.1. Substraturile utilizate 202
6.2.2. Materiale pentru depunere 203
6.2.3. Metode de obţinere 203
6.2.4. Definitivarea formei traductorului 204
6.2.5. Ajustarea traductoarelor peliculare 204
6.2.6. Stabilizarea şi îmbătrînirea termică 204
6.3. Traductoare peliculare de temperatură 204
6.3.1. Principiul de măsurare 205
6.3.2. Construcţia traductoarelor peliculare de temperatură . . . 207
6.3.3. Erori de măsurare 209
6.3.4. Metodă de compensare a erorilor 211
6.3.5. Exemple de aplicaţii 212
6.3.6. Utilizarea μP la construcţia indicatoarelor numerice de temperatură 213
6.4. Traductoare peliculare de presiune 214
6.4.1. Principiul de măsurare 215
6.4.2. Construcţia traductoarelor peliculare de presiune 216

6.4.3. Exemple de aplicaţii 219
6.5. Traductoare peliculare de radiaţii 219
6.5.1. Principiul de măsurare 219
6.5.2. Construcţia traductoarelor peliculare de radiaţii 221
6.5.3. Exemple de aplicaţii 223
6.6. Traductoare pentru grosimi mici 224
6.6.1. Metoda cuarţului rezonant 224
6.6.2. O generalizare a metodei cuarţului rezonant 225
6.6.3. Erori produse la măsurare 228
6.6.4. Exemple de aplicaţii 229
Anexa 6 231
A.6.1. Caracteristicile unor traductoare termice cu pelicule subţiri 231
A.6.2. Calculul condiţiilor de compensare a erorilor în temperatură 233
A.6.3. Caracteristicile unor traductoare de presiune cu pelicule subţiri 234
A.6.4. Caracteristicile unor traductoare de radiaţii cu pelicule subţiri 235
A.6.5. Valorile impedanţei acustice Z 235
A.6.6. Caracteristicile tehnice ale unor monitor — controloare a grosimii straturilor subţiri şi a ratei depunerilor 236
Bibliografie 237